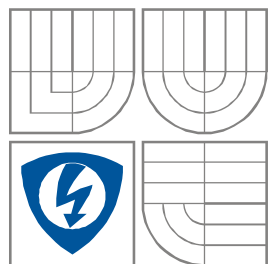


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**  
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNologiÍ**

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# **REZONANČNÍ A KVAZI-REZONANČNÍ SPÍNANÉ ZDROJE**

RESONANT AND QUASI-RESONANT SWITCHMODE POWER SUPPLIES

**SEMESTRÁLNÍ PROJEKT**  
BACHELOR'S PROJECT

**AUTOR PRÁCE**  
AUTHOR

Petr Vašina

**VEDOUCÍ PRÁCE**  
SUPERVISOR

doc. Ing. Milan Murina, CSc.

BRNO, 2010

ZDE BUDE ORIGINÁLNÍ ZADÁNÍ

## **ABSTRAKT**

Tato práce se zaměřuje na problematiku a řešení spínaných zdrojů. V první části je rozebráno porovnání analogových stabilizovaných a spínaných zdrojů a jejich základní zapojení. Dále je řešena obvodová koncepce rezonančního spínaného zdroje. Pro tento zdroj jsou postupně navrženy vstupní obvod, hlavní část spínaného zdroje, výstupní obvod a zpětnovazební porovnávací obvod. Podle návrhu byl navržen tištěný spoj, byly změřeny jeho vlastnosti.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Analogové stabilizované zdroje, spínané rezonanční zdroje, spínané quasi-rezonanční zdroje

## **ABSTRACT**

This project focuses on issues and solutions to switch mode power supplies. The first part discusses comparison of analog and switching power supply stabilized, and their essential involvement. Further addressed the concept of peripheral participation resonant switch mode power supplies. This chapter is progressively designed input circuit, the main part of the switching resources, output circuit and feedback circuit comparison. At the end of the project is the complete wiring diagram with a list of used parts. Under the proposal was designed printed circuit, is characteristics were measured.

## **KEYWORDS**

Stabilized analog power supply sources, switched resonant source, switched quasi-resonant source

VAŠINA, P. *Rezonanční a quasi-rezonanční spínané zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 37 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Milan Murina, CSc.

## Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Rezonanční a quasi-rezonanční spínané zdroje jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedeného bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 28. května 2010

.....  
podpis autora

## Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu doc. Ing. Milanu Murinovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 28. května 2010

.....  
podpis autora

# OBSAH

Seznam obrázků.....	3
Seznam tabulek.....	4
<b>1. Úvod do problematiky zdrojů .....</b>	<b>5</b>
1.1 Činnost a parametry analogových stabilizovaných zdrojů .....	5
1.2. Činnost a parametry spínaných zdrojů.....	6
<b>2. Spínané zdroje .....</b>	<b>7</b>
2.1. Obvodová koncepce .....	7
2.2. Základní zapojení spínaných zdrojů.....	8
2.3. Rezonanční a quasi- rezonanční spínané zdroje .....	10
<b>3. Návrh obvodové koncepce a dílčích zapojení .....</b>	<b>13</b>
3.1. Vstupní filtr a usměrňovač .....	14
3.2. LLC měnič .....	16
3.3. Řídící obvod .....	18
3.5. Zdroj pomocného napětí.....	20
3.6. Zpětnovazební obvod .....	22
3.7. Výstupní usměrňovač a filtr .....	23
3.8. Úplné schéma zapojení .....	25
<b>4. Realizace rezonančního zdroje .....</b>	<b>28</b>
4.1. Návrh tištěného spoje .....	28
4.2. Ověření vlastností spínaného zdroje .....	30
<b>5. Závěr .....</b>	<b>36</b>
Literatura:.....	37

## Seznam obrázků

OBR. 1.1: BLOKOVÉ SCHÉMA ANALOGOVÉHO ZDROJE. ....	5
OBR. 2.1: SCHÉMA ZAPOJENÍ SPÍNACÍHO ZDROJE (PŘEVZATO Z [1]).....	7
OBR. 2.2: PROPUSTNÉ ZAPOJENÍ - TRANZISTOR SEPNU (PŘEVZATO Z [1]) .....	8
OBR. 2.3: PROPUSTNÉ ZAPOJENÍ – TRANZISTOR ROZEPNUT (PŘEVZATO Z [1]) .....	9
OBR. 2.4: AKUMULAČNÍ ZAPOJENÍ (PŘEVZATO Z [1]) .....	9
OBR. 2.5: DVOJČINNÉ ZAPOJENÍ (PŘEVZATO Z [1]) .....	10
OBR. 2.6: SCHÉMA MĚNIČE S VYPÍNÁNÍM V NULE PROUDU (PŘEVZATO Z [2]) .....	11
OBR. 2.7: SCHÉMA MĚNIČE S VYPÍNÁNÍM V NULE NAPĚTÍ (PŘEVZATO Z [2]) .....	11
OBR. 3.1: BLOKOVÉ SCHÉMA NAVRHOVANÉHO SPÍNANÉHO ZDROJE.....	13
OBR. 3.2:ZAPOJENÍ VSTUPNÍHO OBVODU SPÍNANÉHO ZDROJE (PŘEVZATO Z [3]).....	14
OBR. 3.3: SCHÉMA ZAPOJENÍ LLC MĚNIČE (PŘEVZATO Z [3]).....	16
OBR. 3.4: VÝZNAM ROZMĚRŮ JÁDRA (PŘEVZATO Z [5]).....	17
OBR. 3.5: ZAPOJENÍ VÝVODŮ ŘÍDÍCÍHO OBVODU NCP1395 (PŘEVZATO Z [6]) .....	19
OBR. 3.6: SCHÉMA PROPOJENÍ NCP1395 S NCP5181 (PŘEVZATO Z [6]).....	20
OBR. 3.7: SCHÉMA ZAPOJENÍ ZDROJE POMOCNÉHO NAPĚTÍ (PŘEVZATO Z [7]) .....	21
OBR. 3.8: SCHÉMA ZAPOJENÍ ZPĚTNOVAZEBNÍHO OBVODU (PŘEVZATO Z [3]) .....	22
OBR. 3.9: SCHÉMA ZAPOJENÍ VÝSTUPNÍHO USMĚRŇOVAČE A VÝSTUPNÍHO FILTRU (PŘEVZATO Z [3]).....	23
OBR. 3.10: ÚPLNÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ.....	25
OBR. 4.1: DESKA PLOŠNÉHO SPOJE ZE STRANY SPOJŮ .....	28
OBR. 4.2: DESKA PLOŠNÉHO SPOJE ZE STRANY SOUČÁSTEK.....	28
OBR. 4.3: OSAZENÍ DESKY SOUČÁSTKAMI .....	29
OBR. 4.4: FOTO REALIZOVANÉHO ZDROJE .....	29
OBR. 4.6: ZÁVISLOST $U_{NAP}=F(U_{VST})$ .....	30
OBR. 4.7: ZÁVISLOST ZPĚTNOVAZEBNÍHO NAPĚTÍ NA VÝSTUPNÍM NAPĚTÍ.....	31
OBR. 4.8: MĚŘICÍ BODY V ZAPOJENÍ ZDROJE .....	32
OBR. 4.9: OSCIOGRAM ŘÍDÍCÍCH IMPULZŮ .....	32
OBR. 4.10: OSCIOGRAM NAPĚTÍ MEZI MOS-FETY S FREKVENCÍ $F=59,5\text{kHz}$ A AMPLITUDOU 205V .....	33
OBR. 4.11: OSCIOGRAM NAPĚTÍ NA VSTUPU TRANSFORMÁTORU A $C_R$ .....	33
OBR. 4.12: OSCIOGRAM NAPĚTÍ NA REZONANČNÍM KONDENZÁTORU .....	34
OBR. 4.13: NAPĚTÍ NA SEKUNDÁRNÍCH VINUTÍCH TRANSFORMÁTORU.....	34
OBR. 4.14: OSCIOGRAM VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ ZDROJE .....	35

## Seznam tabulek

TABULKA 1.1: POROVNÁNÍ PARAMETRŮ LINEÁRNÍHO A SPÍNANÉHO ZDROJE (PŘEVZATO Z [1]) ..	6
TABULKA 2.1: POUŽITÍ JEDNOTLIVÝCH TYPŮ MĚNIČŮ (PŘEVZATO Z [1]).....	10
TABULKA 2.2: VLASTNOSTI REZONANČNÍCH MĚNIČŮ (PŘEVZATO Z [2]):.....	12
TABULKA 2.3: ZTRÁTY U REZONANČNÍCH MĚNIČŮ (PŘEVZATO Z [2]):.....	12
TABULKA 3.1: POPIS VÝVODŮ NCP5181 (PŘEVZATO Z [4]) .....	16
TABULKA 3.2: JÁDRA PRO KONSTRUKCI TRANSFORMÁTORU (PŘEVZATO Z [5]).....	17
TABULKA 3.3: POPIS VÝVODŮ NCP1395 (PŘEVZATO Z [6]) .....	19
TABULKA 3.4: HODNOTY OBVODŮ NCP 1395A A NCP 5181.....	20
TABULKA 3.5: SEZNAM SOUČÁSTEK.....	26
TABULKA 4.1: HODNOTY POMOCNÉHO NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ .....	30
TABULKA 4.2 HODNOTY NAPĚTÍ ZPĚTNÉ VAZBY .....	31



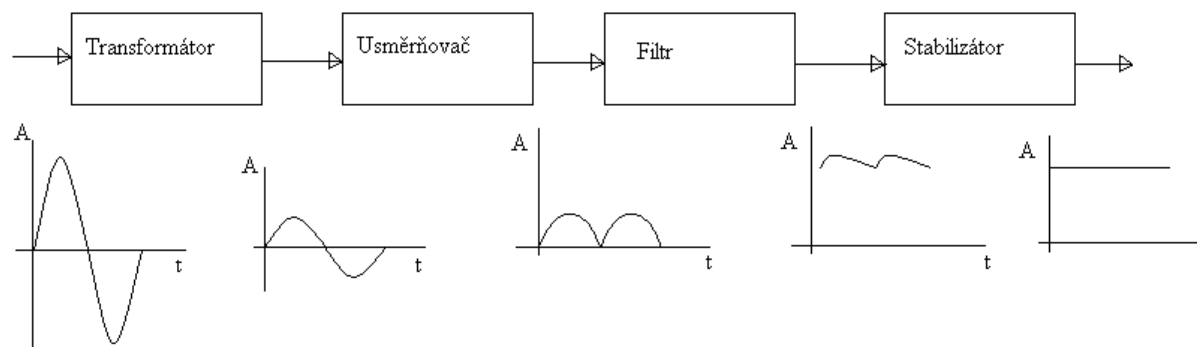
# 1. Úvod do problematiky zdrojů

Pro požadovanou činnost většiny elektronických zařízení je zapotřebí napájet je stabilním stejnosměrným napětím. Pokud je napájecí napětí získáváno ze sítě, může kolísat vlivem kolísání napětí v síti a při změně odebíraného proudu. Máme dva druhy napájecích síťových zdrojů a to analogové stabilizované zdroje a spínané zdroje.

V současné době se přestávají používat klasické analogové stabilizované zdroje a začíná se přecházet na zdroje spínané, které mají větší výkon při totožných objemech. Touto problematikou a porovnáním spínaných a analogových zdrojů se budeme zabývat v následující kapitole.

## 1.1 Činnost a parametry analogových stabilizovaných zdrojů

Klasický síťový analogový napájecí zdroj se skládá z transformátoru, usměrňovače, filtru a stabilizátoru. Blokové schéma zdroje je znázorněno na obr.1.1.



Obr. 1.1: Blokové schéma analogového zdroje.

Transformátor mění napětí sítě na napětí s převážně nižší amplitudou a zároveň galvanicky odděluje výstup zdroje od rozvodné sítě.

Usměrňovač usměrňuje napětí z výstupu transformátoru. Na výstupu usměrňovače je stejnosměrné pulzující napětí.

Následujícím obvodem je filtr, který vyhlazuje průběh výstupního napětí usměrňovače. Filtr je obvykle realizován pomocí kondenzátoru. V okamžiku nárůstu napětí se v něm hromadí náboj a při poklesu napětí je schopen náboj dodávat.

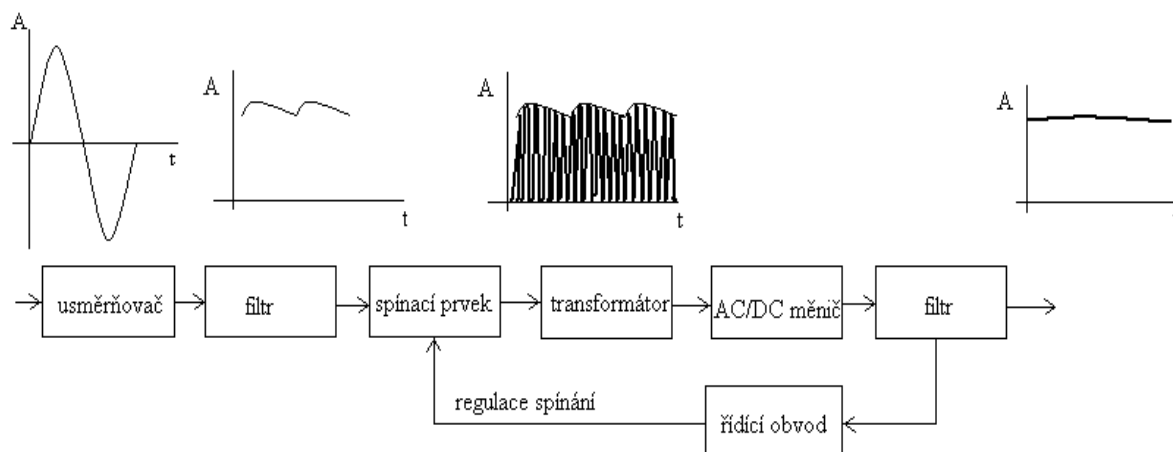
Následuje stabilizátor, který napětí stabilizuje a ještě více vyhladí. Používá se stabilizátorů sestavených pomocí

- stabilizačních diod, které dosahují činitele stabilizace 10-30,
- integrovaných obvodů dosahujících činitele stabilizace  $\gg 30$ .

## 1.2. Činnost a parametry spínaných zdrojů

Klasický lineární stabilizovaný zdroj má velmi malou účinnost, velkou hmotnost a rozměry. Z těchto důvodů stále více nabývají na významu zdroje spínané. Spínané zdroje mají při stejném výkonu menší hmotnost a menší objem než zdroje klasické. Účinnost se pohybuje nad 70%. Zmenšení rozměrů zdroje je dosaženo vysokým pracovním kmitočtem. Napětí s vysokým kmitočtem lze transformovat miniaturním transformátorem, rovněž filtrační obvody mají menší rozměry.

Blokové schéma spínaného zdroje a průběhy na jednotlivých blocích znázorňuje na obr. 1.2.



Obr. 1.2: Blokové schéma spínaného zdroje.

Střídavé napětí o kmitočtu 50Hz se usměrní a vyfiltruje, pak se „rozseká“ spínacím tranzistorem, kmitočet bývá 20kHz - 1MHz. Toto napětí se transformuje transformátorem, následně se usměrní a vyfiltruje. Výstupní napětí se snímá komparátorem, který toto napětí porovnává s referenční hodnotou. Při případné odchylce se nejčastěji mění střída spínání regulačního prvku tak, aby výstupní napětí mělo požadovanou hodnotu. Nevýhody jsou vyšší pořizovací cena, složitost, pomalejší reakce na změnu zátěže a vyšší rušení. Porovnání parametrů lineárního a spínaného zdroje je v tabulce 1.1.[1].

Tabulka 1.1: Porovnání parametrů lineárního a spínaného zdroje (převzato z [1])

Parametr	Spínaný zdroj	lineární zdroj
účinnost	75[%]	30[%]
velikost	0,2[W/cm <sup>3</sup> ]	0,05[W/cm <sup>3</sup> ]
váha	100[W/kg]	20[W/kg]
výstupní zvlnění	50[mV]	5[mV]
šumové napětí	200[mV]	50[mV]
odezva na skok	1[ms]	20[μs]
doba náběhu	20[ms]	2[ms]

Jednou z největších výhod spínaných zdrojů je jejich malý objem, hlavně velikost transformátoru, který je oproti síťovému transformátoru menší při stejném dodávaném výkonu. Např. ve zdrojích v PC je tento rozdíl viditelný.

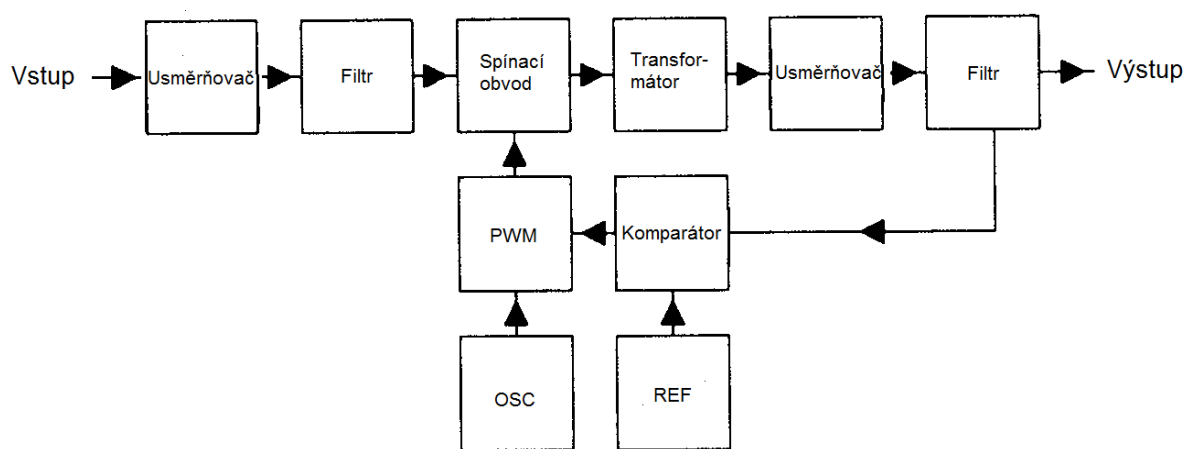
Hlavní nevýhodou spínaných zdrojů může být rušení, které vznikne na výkonových tranzistorech ve spínacím režimu. Takové rušení nám vadí, např. v audiotechnice, kde toto rušení poznáme díky vzniklému píštění. Rušení se projevuje i ve VF technice, kde může dojít k nechtěné modulaci kmitočtu spínání. Rušení lze z části odfiltrovat, ale úroveň rušení bude vždy větší než ve zdroji analogovém.

## 2. Spínané zdroje

Spínané zdroje jsou díky svým výhodám v poslední době nejpoužívanějšími zdroji. Pomocí nich lze konstruovat zdroje s menším objemem, hmotností a větší účinností. Návrh těchto zdrojů je ale složitější a výběr součástek je náročnější.

### 2.1. Obvodová koncepce

Blokové schéma typického spínaného zdroje je znázorněno na obrázku 2.1. [1]



Obr. 2.1: Schéma zapojení spínaného zdroje (převzato z [1])

Spínané zdroje obsahují několik základních bloků, avšak ne každý zdroj obsahuje všechny bloky.

Na vstup usměrňovače je přivedeno síťové napětí o frekvenci 50 Hz. Usměrňovač usměrní toto síťové střídavé napětí.

Filtr zmenší zbytkové zvlnění po usměrnění usměrňovačem. Z filtru jde napětí dále na spínač, jehož základním prvkem je tranzistor pracující ve spínacím režimu. Frekvence spínání je v rozsahu 20kHz – 10MHz.

Napětí s obdélníkovým průběhem je přivedeno na rozměrově malý transformátor oproti transformátoru používaném v analogových zdrojích. Transformátor přetransformuje napětí, které dále jde na vstup výstupního usměrňovače.

Usměrňovač usměrní napětí, u kterého se pomocí filtru odfiltruje střídavá složka na výstupu usměrňovače. Tím se na výstupu celého zdroje vytvoří stejnosměrné napětí, které se dále používá pro napájení elektronických zařízení.

Stabilizace výstupního napětí se provádí tak, že výstupní napětí je porovnáváno komparátorem s referenčním napětím. V případě neshody těchto dvou hodnot dává komparátor signál do dalšího bloku PWM ( pulse width modulation). Tento blok ovlivňuje střidu spínání spínače, díky které se rozdíl požadovaného a skutečného napětí eliminuje.

Každý spínaný zdroj s výkonem větším než 60W by měl obsahovat obvod PFC (Power Factor Corrector), což je korekce účinníku. Toto zapojení snižuje obsah harmonických síťového proudu. Obvod PFC lze realizovat dvěma způsoby:

a) pasivní: např. tlumivkou, která je zapojená v sérii se vstupem zdroje a tak snižuje amplitudy vyšších harmonických.

b) aktivní: např. pomocí zvyšujícího měniče, který vytváří skoro dokonalý sinusový průběh výstupního proudu. Výhodou oproti pasivnímu zapojení je přesnější vytváření sinusového průběhu a menší rozměry. Nevýhodou pak může být vznik dalšího vysokofrekvenčního rušení.

Použitím obvodu PFC se i změní účinník  $\cos\phi$ , který se dostane na hodnotu přibližně 0,97, bez obvodu PFC má hodnotu jen 0,65.

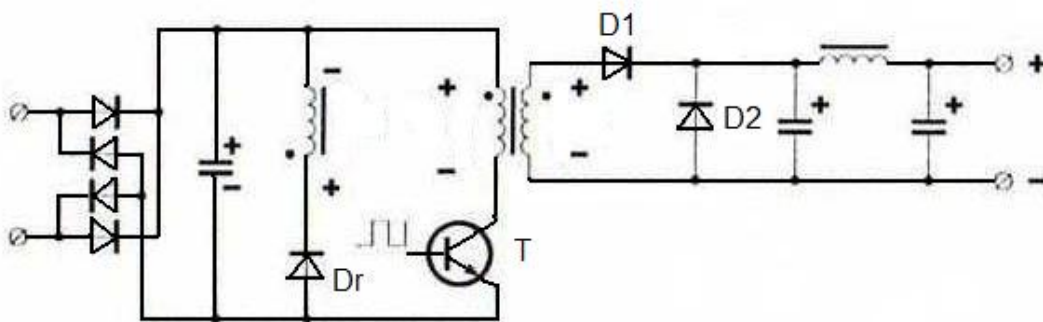
## 2.2. Základní zapojení spínaných zdrojů

Zapojení se nejčastěji rozlišují podle toho jak je přenášena energie z primárního vinutí do sekundárního vinutí. V této kapitole uvedeme následující zapojení: propustné zapojení( obr. 2.2 a 2.3), akumulující zapojení(obr. 2.4) a dvojčinné zapojení (obr. 2.5).

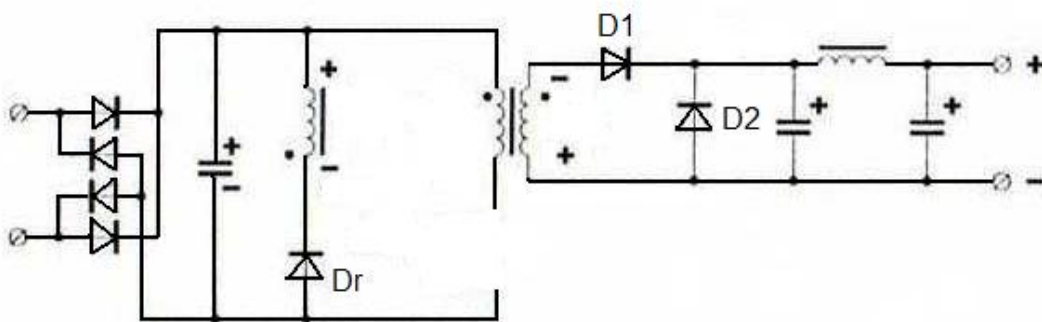
*Propustné zapojení:*

V tomto zapojení je energie přímo přenášena z primárního vinutí na sekundární, což je dáno vzájemnou polaritou obou vinutí a výstupních diod. Tečka u jednotlivých vinutí označuje začátek vinutí. Buď jsou obě vinutí vinuta souhlasně, kdy kladná polarita vstupního napětí transformátoru odpovídá kladné polaritě napětí výstupního, nebo jsou vinutí vinuta opačně a tedy kladnému napětí na vstupu odpovídá záporné napětí na výstupu. Výstupní napětí může být vyšší i nižší než napětí vstupní.[1]

Propustné zapojení má dvě fáze. Jedna je charakterizována sepnutým tranzistorem, což je znázorněno na obr.2.2. Druhá pak tranzistorem rozepnutým, to je znázorněno na obr.2.3.



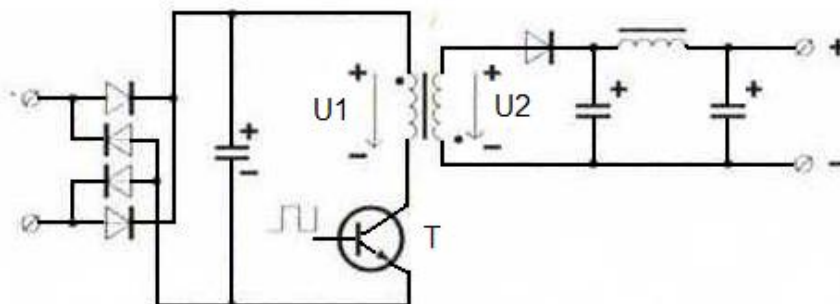
Obr. 2.2: Propustné zapojení - tranzistor sepnut (převzato z [1])



Obr. 2.3: Propustné zapojení – tranzistor rozeprnut (převzato z [1])

#### *Akumulující zapojení:*

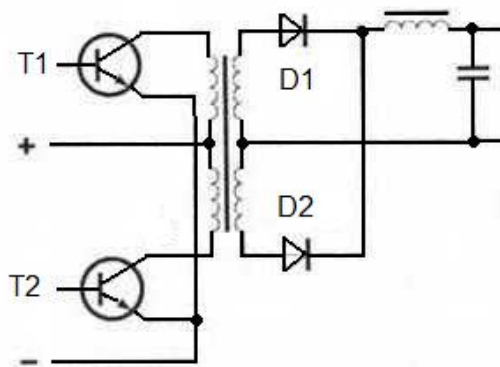
V tomto zapojení se energie akumuluje v magnetickém poli transformátoru. Teče-li proud primárním vinutím při sepnutém tranzistoru T, nemůže současně téct proud vinutím sekundárním – dioda je polarizována závěrně. Teprve při rozeprnutí proudu v primárním vinutím se naindukuje napětí  $U_2$  v opačné polaritě, výstupní dioda je propustná a vinutím protéká proud [1]. Schéma akumulujícího zapojení je znázorněno na obr.2.4. V tomto zapojení lze zlepšit účinnost přidáním rekuperační diody a rekuperačního vinutí.



Obr. 2.4: Akumulační zapojení (převzato z [1])

#### *Dvojčinné zapojení:*

Do primárního vinutí je spínán proud obou polarit pomocí dvou spínacích prvků v inverzním zapojení. Obvykle i výstupní usměrňovače jsou dvojcestné, takže se vlastně jedná o dvojčinnou verzi propustného zapojení. Spínané měniče s výkonem nad cca 200W jsou řešeny tímto zapojením. Oblast použití jednotlivých typů měničů je znázorněno v tabulce 2.1.[1]



Obr. 2.5: Dvojčinné zapojení (převzato z [1])

Tabulka 2.1: Použití jednotlivých typů měničů (převzato z [1])

Typ zapojení	Rozsah výkonů do	aplikace
Měniče DC/DC	5 [W]	Získání jiné hodnoty napětí, než poskytuje hlavní zdroj přístroje
Měniče s transformátorem	10 [W]	Získání stejnosměrných napětí do 30[V] jako náhrada za bateriové napájení
Blokovací oscilátory	20[W]	Získávání střídavých napětí ze stejnosměrného napětí akumulátorů
Akumulující měniče	50 [W]	Jednoduché spínané zdroje ze síťového napětí.
Propustné měniče	100 [W]	Jednoduché spínané zdroje ze síťového napětí.
Dvojčinné polomosty	200 [W]	Většina spínaných zdrojů v PC
Dvojčinné plné mosty	500 [W]	Řízení motorů

### 2.3. Rezonanční a quasi- rezonanční spínané zdroje

Rezonanční a quasi-rezonanční spínané zdroje se využívají kvůli zmenšení ztrát, které vznikají ve spínacích prvcích. Tyto zdroje využívají rezonance induktoru a kapacitoru. Spínací ztráty se zmenšují tím, že se rezonanční indukčnost se připojuje i odpojuje v nule proudu, který prochází indukčností nebo tak, že se rezonanční kapacita přepíná v nulovém napětí.

Důvod proč se odpojuje v nule proudu indukčnost a v nule napětí kapacita je vidět z následujících rovnic:

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot Li^2 \quad (1)$$

kde L je indukčnost cívky,

$i_i$  je proud procházející cívkou a

$W_m$  je akumulovaná energie v magnetickém poli cívky.

V tomto případě se při nulovém proudu  $W_m=0$  a v důsledku toho jsou spínací ztráty nulové.

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot C u_c^2 \quad (2)$$

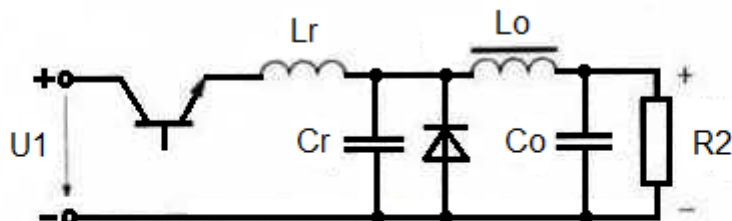
kde C je kapacita kondenzátoru,

$u_c$  je napětí na kondenzátoru a

$W_e$  je akumulovaná energie v elektrickém poli kondenzátoru.

Z rovnice je vidět, že při nulovém napětí je  $W_e=0$  a spínací ztráty klesnou na nulu.

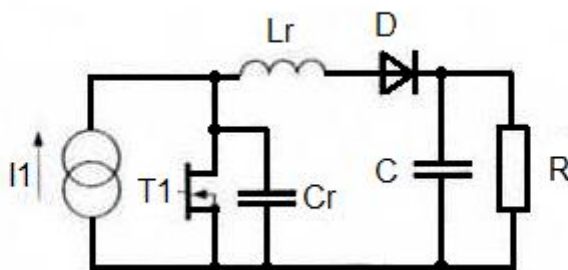
Zapojení při spínání v nule proudu je znázorněno na obr. 2.6. :



Obr. 2.6: Schéma měniče s vypínáním v nule proudu (převzato z [2])

V tomto zapojení jsou ztráty a rušení malé, neboť tranzistor spíná v nule proudu. Doba spínání je konstantní, je totiž dána rezonanční periodou. Mění se perioda spínače a tato změna slouží ke změně výstupního napětí. Tato doba periody je ovlivňována zatížením, čím větší zatížení, tím menší perioda. Kmitočet při rezonanci dosahuje 1 MHz.

Zapojení při spínání v nule napětí vidíme na obr. 2.7.



Obr. 2.7: Schéma měniče s vypínáním v nule napětí (převzato z [2])

Změna napětí se upravuje délkou trvání sepnutí spínače, doba rozepnutí je totiž konstantní a je dána rezonanční periodou. Maximální kmitočet je okolo 10MHz. V tomto zapojení, naopak oproti vypínání v nule proudu platí, čím větší zátěž tím větší perioda.

V rezonančních měničích se používají tři druhy zapojení rezonančního obvodu:

- V případě spínacího kmitočtu ve stovkách kHz se u rezonančního měniče indukčnost a kapacita vyjadřuje izolovanými prvky, což znamená, že průběh napětí a proudů je harmonický.
- U quasi-rezonančních měničů průběh napětí a proudu je jen po částech odpovídající harmonickým průběhům napětí a proudu u rezonančních obvodů. Kvazirezonanční měniče se spínáním v nule proudu nevyužívají výstupní

kapacitu výkonového spínače, což ovlivňuje ztrátový výkon při spínání a hodnoty rušení. Kvazirezonanční měnič se spínáním v nule napětí využívají rozptylovou indukčnost vinutí transformátoru a výstupní kapacitu MOSFETu ke snížení spínacího ztrátového výkonu.[2]

- Multirezonanční měniče mají kmitočet spínání v MHz a právě v době spínání se využívají skupiny kondenzátorů a tlumivek vytvářející periodický děj s neharmonickým průběhem napětí a proudů.

Z měničů s modulací PWM se rezonanční měnič vytvoří záměnou výkonového spínače za rezonanční. V těchto rezonančních měničích je pak součástí rezonančních obvodů i rozptylová indukčnost transformátoru a kapacita přechodů u spínacích tranzistorů.

Porovnání vlastností rezonančních měničů je uvedeno v tabulce 2.1.[2].

Tabulka 2.2: Vlastnosti rezonančních měničů (převzato z [2]):

	Spínání v nule proudu	Spínání v nule napětí
řízení	stálá doba sepnutí spínače	stálá doba rozepnutí spínače
tvar napětí na spínači	přibližně pravoúhlý	přibližně sinusový
tvar proudu na spínači	přibližně sinusový	přibližně pravoúhlý
rozsah zátěže	$R_{\min}$ až $R_{00}$	0 až $R_{\max}$
$U_0/U_1$ vzrůstá když	$f_s$ roste	$f_s$ klesá
$U_0/U_1$ vzrůstá když	$R$ vzrůstá	$R$ vzrůstá
plnocestný mód	dioda antiparalelně k tranzistoru	dioda v sérii k tranzistoru
polovodičový mód	dioda v sérii k tranzistoru	dioda antiparalelně k tranzistoru
kmitočet spínání	až do 1MHz	až do 10MHz
výkon měničů	do několika set W	do několika set W
účinnost	lepší než 70%	lepší než 70%

Rozdělení ztrátového výkonu rezonančních měničů je v tabulce 2.2.[2]

Tabulka 2.3: Ztráty u rezonančních měničů (převzato z [2]):

Součástka	% výkonu
diody	10
spínače	3
jádro transformátoru	2
vinutí transformátoru	2
vinutí tlumivky	2
spínání	1
řízení	1,5
vstupní filtr	0,5
výstupní filtr	0,5
celkem	22,5



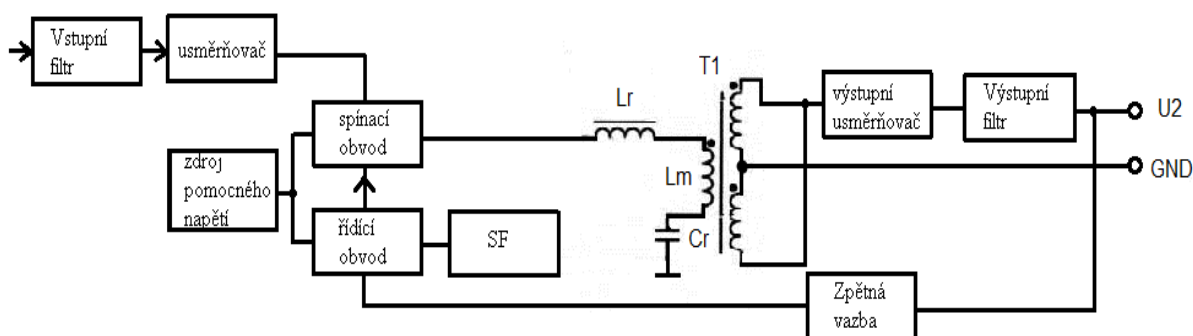
### 3. Návrh obvodové koncepce a dílčích zapojení

Tato kapitola se zabývá návrhem obvodové koncepce a dílčích zapojení spínaného zdroje.

Požadavky na spínaný zdroj jsou:

- Výstupní napětí: 15V
- Výstupní proud: 8A
- Účinnost  $\eta > 80\%$

Zadané požadavky splňuje spínaný zdroj znázorněný na obr. 3.1. Z důvodu vysokého požadavku na účinnost je obvodová koncepce založená na rezonančním principu.



Obr. 3.1: Blokové schéma navrhovaného spínaného zdroje

Na vstup zdroje je připojeno síťové napětí, které může být v rozmezí 90-265VAC. Toto napětí je filtrováno vysokofrekvenčním filtrem, dále usměrněno usměrňovačem a vyhlazeno kondenzátorem. Toto vyhlazené napětí je přivedeno na spínací obvod, tvořený dvěma tranzistory MOSFET. Spínací obvod je ovládán řídícím obvodem a oba tyto obvody jsou napájeny zdrojem pomocného napětí. Napětí z výstupu spínacího obvodu jde na transformátor, kde se přetransformuje, výstupním usměrňovačem se usměrní a filtrem vyhladí. Transformátor má i další funkci, a to galvanické oddělení výstupu od sítě. Za výstupním filtrem je zapojen porovnávací obvod, který porovnává referenční napětí s napětím na výstupu. Vzniklá odchylka ovlivňuje řídící obvod. Tento obvod řídí spínací prvek tak, aby došlo ke zmenšení odchylky mezi požadovanou hodnotou a skutečnou hodnotou výstupního napětí a to změnou střidy spínaného signálu. Vypnutí spínacího prvku je prováděno v nule proudu. Díky tomu má zdroj vyšší účinnost. Spínací obvod je sestaven v polomůstkovém zapojení.

### 3.1. Vstupní filtr a usměrňovač

Vstupní obvod spínaného zdroje se skládá ze:

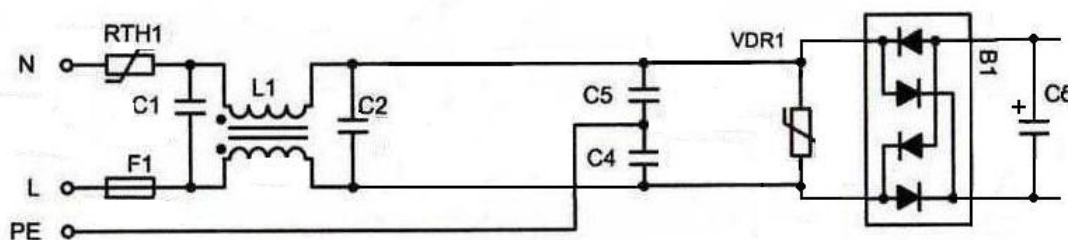
- vstupního filtru
- usměrňovače
- pomocných prvků

Hlavní požadavek na vstupní filtr je zmenšení spektra vyšších harmonických a tudíž i menší rušení. Filtr zmenší rušení procházející ze sítě do zdroje a naopak.

Usměrňovač provede usměrnění a filtraci usměrněného napětí.

Pomocné prvky zmenšují velikost proudového impulsu při zapnutí zdroje, vypínají zdroj při zkratech a chrání před zdroj před účinky napěťových špiček.

Schéma zapojení vstupních obvodů zdroje je znázorněno na obr.3.1.



Obr. 3.2: zapojení vstupního obvodu spínaného zdroje (převzato z [3])

*Návrh vstupních obvodů zdroje:*

Vstupní filtr je složen z kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  a tlumivky  $L_1$ . Pro prvky filtru zvolím standardně používané hodnoty:

$$C_1 = 470 \text{ nF}$$

$$C_2 = 470 \text{ nF}$$

$$L_1 = 3 \text{ mH}$$

$$C_4 = 2 \text{ nF}$$

$$C_5 = 2 \text{ nF}$$

Usměrňovač zvolíme v můstkovém zapojení a navrhne velikost filtračního kondenzátoru.

Pro určení parametrů součástek usměrňovače je potřeba určit maximální proud na vstupu celého spínaného zdroje. Tento proud určíme pomocí výstupního výkonu:

$$P_{\text{výst}} = I \cdot U = 15 \cdot 8 = 120 \text{ W} \quad (3)$$

kde  $P_{\text{výst}}$  je výkon na výstupu zdroje

$I$  je maximální proud na výstupu zdroje

$U$  je maximální napětí na výstupu zdroje.

Účinnost zdroje požadujeme větší než  $\eta > 80\%$  a bude se počítat s účínkem  $\cos\varphi = 0,65$ . Z těchto hodnot určíme výkon na vstupu zdroje:

$$P_{vst} = \frac{P_{výst}}{\eta} = \frac{120}{0,85} = 141W \quad (4)$$

Dále určíme zdánlivý výkon:

$$S = \frac{P_{vst}}{\cos\varphi} = \frac{141}{0,65} = 217W \quad (5)$$

Ze zdánlivého výkonu zjistíme proud protékající na vstupu zdroje:

$$I_p = \frac{S}{U_{vst}} = \frac{217}{230} = 0,94A \quad (6)$$

V usměrňovači jsou vlastně pro průchod zapojeny dvě diody v sérii a tak budeme počítat s úbytkem napětí 2V. V jedné periodě se kondenzátor nabije dvakrát. Výkon, který jde do zátěže musí krýt kondenzátor. Energii, kterou dodává kondenzátor je:

$$E_c = \frac{P_o}{2 \cdot f} \cdot \frac{1}{\eta} = \frac{120}{2 \cdot 50} \cdot \frac{1}{0,85} = 1,41Ws \quad (7)$$

Potřebná velikost kondenzátoru

$$C = \frac{2 \cdot E_c}{(U_{\max} - U_{\min})^2} = \frac{2 \cdot 1,41}{(118 - 100)^2} = 719\mu F \quad (8)$$

Kde  $U_{\max}$  a  $U_{\min}$  je napětí kolísající na kondenzátoru.

Kondenzátor zvolíme z řady E12 s nominální hodnotou kapacity 680 $\mu$ F.

Velikost proudového impulsu při zapnutí zdroje zmenšuje termistor RTH<sub>1</sub>, který má velký odpor za studena. Při provozu zdroje se termistor zahřeje a jeho hodnota klesne na 1-10 $\Omega$ .

Pro spínaný zdroj zvolíme termistor EPCOS typu PTC30V1.2. s následujícími parametry:

- provozní proud 1,2A
- odpor při provozu 1,2 ohm

Ochranu před zkraty provádí pojistka F1. Pojistka musí snést vstupní jmenovitý proud a to nekonečně dlouhou dobu. Její dobu vypnutí požadujeme v rozmezí 0,2-0,3s. Pojistku navrhujeme na dvojnásobek jmenovitého proudu na vstupu zdroje.

$$I_{po} = I_p \cdot 2 = 0,94 \cdot 2 = 1,88A \quad (9)$$

Použijeme pojistku s jmenovitým proudem 2A.

Přepětiovou ochranu zdroje provádí prvek VDR1. Pro tento účel zvolíme varistor typu ERZC7DK391 s následujícími parametry:

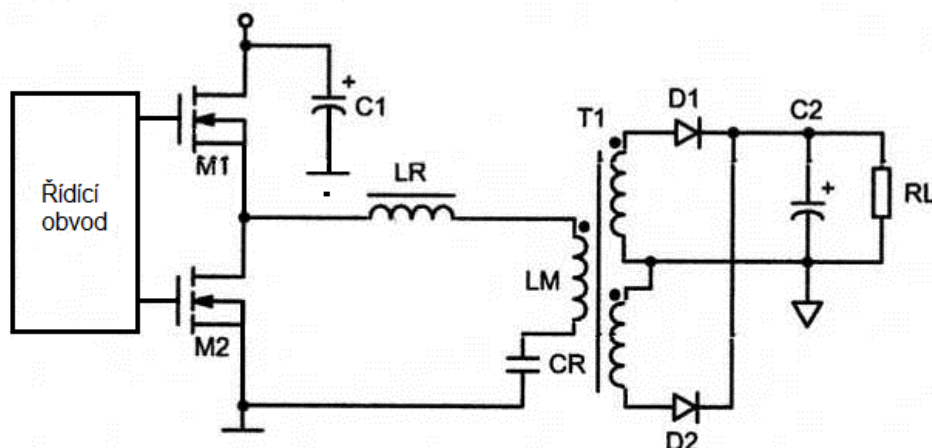
- jmenovité střídavé napětí 250V
- maximální proud 1,2A
- pracovní teplota -20° ~ +85°

### 3.2. LLC měnič

LLC měnič se skládá z těchto částí:

- spínací obvod
- MOS-FETy  $M_1$  a  $M_2$
- Rezonanční obvod  $L_r$  a  $C_r$
- Transformátor  $T_1$

Schéma tohoto měniče je znázorněno na obr.3.2.



Obr. 3.3: Schéma zapojení LLC měniče (převzato z [3])

Jako obvod, který řídí spínání využijeme obvod NCP5181 od firmy ON-Semiconductor. Tento obvod se používá u:

- polomůstkového měniče
- jako další řídicí obvod v případě asymetrického polomostu.
- můstkového měniče

*Parametry NCP5181:*

- rozsah výstupních napětí až 600V
- napájecí napětí v rozsahu 10-20V

Další parametry najdeme v datasheetu [4]

Popis vývodů NCP5181 je popsán v tabulce 3.1.:

Tabulka 3.1: Popis vývodů NCP5181 (převzato z [4])

Číslo pinu	Označení pinu	Funkce
1	IN_HI	logický vstup pro řízení spínacího tranzistoru M1
2	IN_LO	logický vstup pro řízení spínacího tranzistoru M2
3	GND	zemní vývod
4	DRV_LO	výstup pro připojení vývodu G tranzistoru M2
5	VCC	napájecí napětí
6	VBOOT	napájení „bootstrap“
7	DRV_HI	výstup pro připojení vývodu G tranzistoru M1
8	BRIDGE	vstup pro plovoucí napětí můstku

### Návrh transformátoru:

Napětí na rezonančním kondenzátoru  $C_r$  a rezonančním induktoru  $L_r$  mají stejnou hodnotu, ale opačnou orientaci. V důsledku toho je zisk LLC konvertoru dán pouze transformačním poměrem transformátoru. Potřebný transformační poměr můžeme vypočítat pomocí vztahu:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}}{2 \cdot (V_{out} + V_f)} = \frac{400}{2 \cdot (15 + 1,6)} = 12 \quad (9)$$

kde:  $N_p$  je počet primárních závitů,

$N_s$  počet sekundárních závitů,

$V_{in}$  je vstupní napětí transformátoru,

$V_{out}$  výstupní napětí z transformátoru

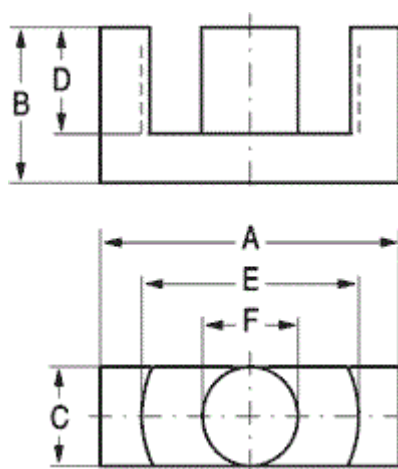
$V_f$  je úbytek napětí na diodách na sekundární straně transformátoru.

Pro transformátor musíme vybrat vhodné jádro. Typy a parametry jader jsou uvedeny v tabulce 3.2. převzaté z [5].

Tabulka 3.2: Jádra pro konstrukci transformátoru (převzato z [5])

Symbol	Materiál	Koeficient indukčnosti Al	Efektivní objem jádra (Ve)	Efektivní průřez jádra (Ae)	Hmotnost	Rozměr A	Rozměr B	Rozměr C	Rozměr D	Rozměr E	Rozměr F
		[nH]	[mm <sup>3</sup> ]	[mm <sup>2</sup> ]	[g]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]
ETD29-3C90	3C90	2350	5470	76	14	30,6	15,8	9,8	11	22	9,8
ETD29-3F3	3F3	2200	5470	76	14	30,6	15,8	9,8	11	22	9,8
ETD34-3C90	3C90	2700	7640	97,1	20	35	17,3	11,1	11,8	25,6	11,1
ETD44-3F3	3F3	3500	17800	173	47	45	22,3	15,2	16,1	32,5	15,2
ETD49-3C90	3C90	4200	24000	211	62	49,8	24,7	16,7	17,7	36,1	16,7

Význam geometrických rozměrů jádra jsou znázorněny na obr.3.3.



Obr. 3.4: Význam rozměrů jádra (převzato z [5])

Z tabulky vybereme jádro ETD29-3C90 s parametry:

- materiál jádra 3C90
- koeficient indukčnosti 2350 nH
- efektivní objem 5470mm<sup>3</sup>
- efektivní průřez jádra 76mm<sup>2</sup>

Počet závitů na primárním vinutí vypočítáme podle vztahu :

$$N_p = \frac{V_{in}}{8 \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_{s \min} \cdot A_e} = \frac{400}{8 \cdot 0.25 \cdot 65 \cdot 10^3 \cdot 76 \cdot 10^{-6}} = 40 \quad (10)$$

kde  $\Delta B_{\max}$  je maximální zdvih magnetické indukce

$f_{s \min}$  je minimální pracovní frekvence měniče

$A_e$  je efektivní průřez jádra.

Minimální spínací frekvence  $f_{s \min}$  bude dosaženo pouze ve zvláštních případech - přetížení a výpadcích napětí.

Sekundární počet závitů lze vypočítat pomocí vztahu:

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{40}{12} = 3 \quad (11)$$

### 3.3. Řídící obvod

Řídící obvod spínaného zdroje řídí spínání spínacích tranzistorů a tím reguluje výstupní napětí. Řídících obvodů máme velké množství od různých výrobců. V našem zapojení použijeme obvod NCP1395 od firmy ON-Semiconductor jehož struktura je na obr. 3.3.

Tento obvod má použití u:

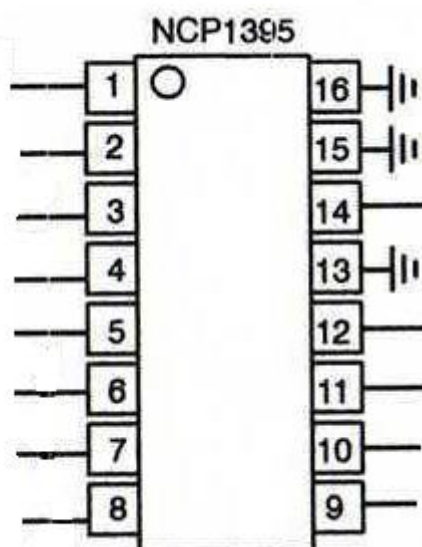
- LCD/Plasma televizorů
- adaptérů pro notebooky
- průmyslových a lékařských zdrojů
- nabíječek baterií.

Hlavní parametry řídicího obvodu NCP1395 jsou:

- Provoz ve frekvenčním pásmu 50kHz-1MHz.
- Volitelná spínací frekvence s přesností 3%
- Deadtime Nastavitelný od 150 ns až 1,0s
- Start pomocí nastavitelné spouštěcí sekvence
- Max. napájecí napětí 20 V
- Nízký spouštěcí proud 300μA

Parametry jsou převzaty z datasheetu [6].

Zapojení vývodů je patrné z obrázku 3.4.



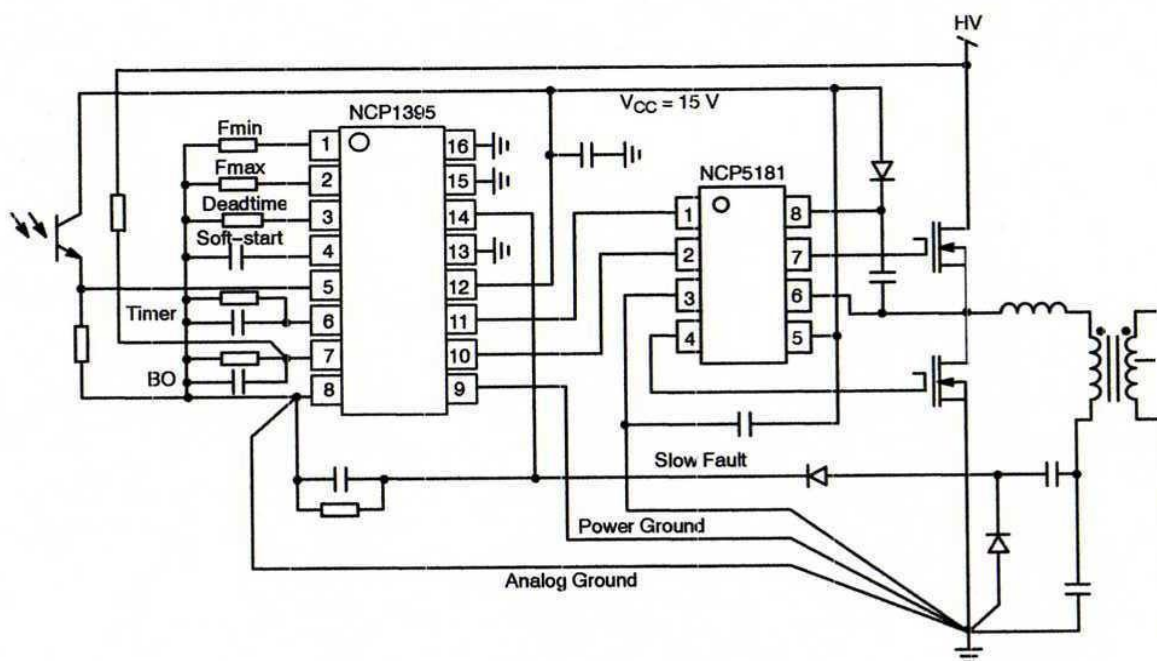
Obr. 3.5: Zapojení vývodů řídicího obvodu NCP1395 (převzato z [6])

Tabulka 3.3: Popis vývodů NCP1395 (převzato z [6])

Číslo pinu	Označení pinu	Funkce	Popis
1	$F_{\min}$	Časovací rezistor	Nastavení minimální frekvence oscilátoru pro VFB
2	$F_{\max}$	Frekvenční zdvih	Nastavení maximální frekvence oscilátoru pro VFB
3	DT	Mrtvá doba	Rezistor nastavující délku doby mezi sepnutím tranzistorů
4	$C_{ss}$	Měkký start	
5	FB	Zpětná vazba	Vstup pro řídicí napětí zpětné vazby
6	$C_{\text{timer}}$	Doba trvání	Nastavuje dobu chybového stavu
7	BO	Detekce vstupního napětí	Výstup pro detekci minimálního vstupního napětí
8	$A_{\text{gnd}}$	Analogová zem	-
9	$P_{\text{gnd}}$	Výkonová zem	-
10	A	Nízká strana výstup	výstup pro řízení spínacího tranzistoru M2
11	B	Vysoká strana výstup	výstup pro řízení spínacího tranzistoru M1
12	$V_{\text{cc}}$	Napájecí napětí	-
13	Fast fault	Rychlá detekce poruch	
14	Slow fault	Pomalá detekce poruch	
15	OUT	Výstup	Interní transkondukční zesilovač
16	NINV	Neinvertující	Neinvertující vstup zesilovače

*Vzájemné propojení spínacího a řídicího obvodu:*

Ve zvoleném zapojení je potřeba, aby řídicí obvod NCP 1395 byl propojen se spínacím obvodem NCP5181. Provedení tohoto vzájemného propojení je uvedeno na obr.3.5.



Obr. 3.6: Schéma propojení NCP1395 s NCP5181 (převzato z [6])

### 3.5. Zdroj pomocného napětí

Zdroj pomocného napětí slouží jako napájecí zdroj pro řídicí obvod NCP 1395A, spínací obvod NCP 5181 a pro tranzistor optočlenu. Tyto obvody mají parametry, které jsou dány tabulkou 3.5. získanou z datasheetu daných součástek.

Tabulka 3.4: Hodnoty obvodů NCP 1395A a NCP 5181

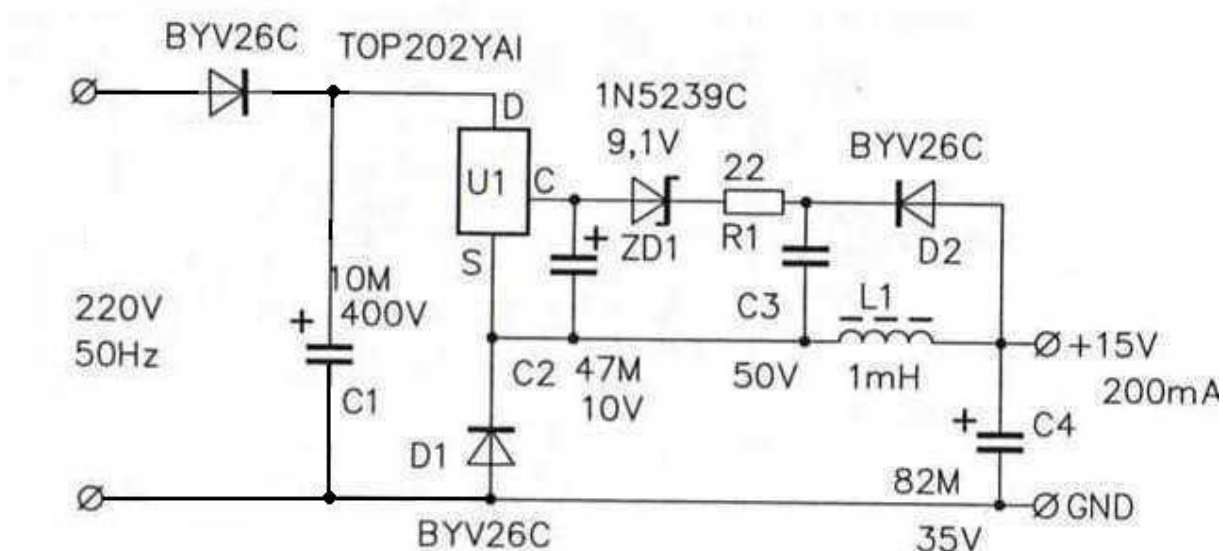
	maximální napájecí napětí	proud
	[V]	[mA]
NCP1395	20	10
NCP1581	20	10

Na základě těchto parametrů zvolíme:

- napájecí stejnosměrné napětí 15V
- maximální odběr 20 mA
- obvod nemusí být izolován od sítě

Tyto požadavky splňuje spínaný zdroj 375V/15V bez transformátoru s obvodem TOPSwitch. Schéma zapojení zdroje je na obr 3.6. Toto zapojení má výhodu v třívorkovém zapojení řídicího obvodu TOPSwitch a díky němu je zdroj jednodušší.





Obr. 3.7: Schéma zapojení zdroje pomocného napětí (převzato z [7])

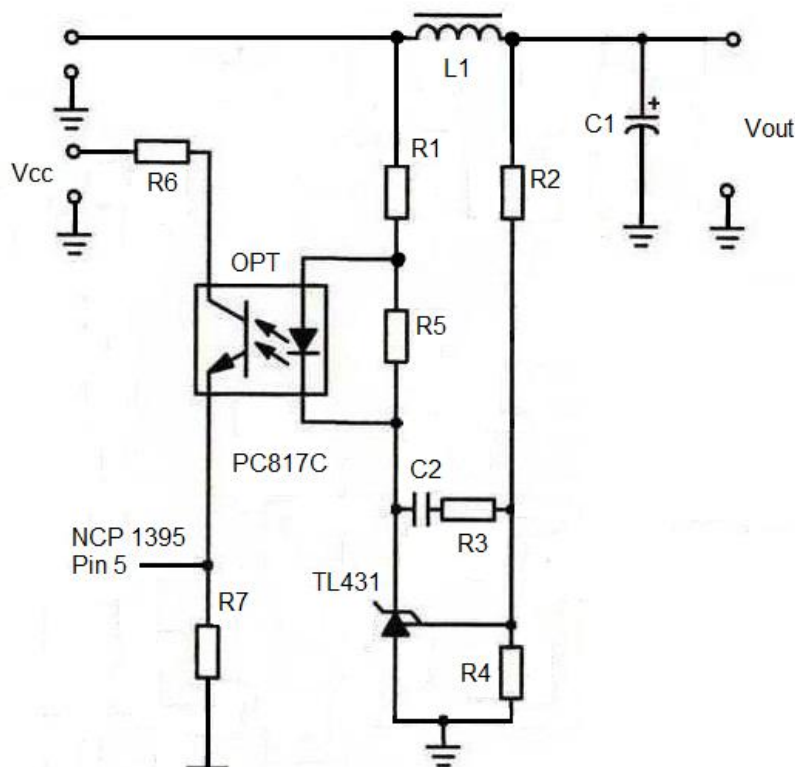
*Popis funkce:*

Dioda a kondenzátor  $C_1$  na vstupu pomocného zdroje slouží k dokonalejšímu vyhlazení vstupního napětí. Kondenzátor  $C_2$  se nabíjí vnitřním proudovým zdrojem hned od počátku spuštění činnosti obvodu. Při sepnutí obvodu TOPSwitch lineárně roste proud v cínce  $L_1$ . Při vypnutí se proud v cínce udrží pomocí polarizace diody. Vývod obvodu TOPSwitch označený S (source) je uzavřen do doby než napětí mezi výstupem a zemí se nedostane pod hodnotu stabilizačního napětí diody  $ZD_1$ . Dioda  $D_2$  je v tu dobu otevřena a zavádí zpětnou vazbu. Napětí na kondenzátoru  $C_4$  je rovno napětí výstupnímu. Toto napětí je dáno součtem úbytku napětí na diodách  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $ZD_1$  a napětí  $U_{cs}$ . Odpor  $R_1$  zamezuje proudovému přetížení řídicí elektrody obvodu TOPSwitch.

Zapojení zdroje pomocného napětí a hodnoty součástek jsou převzaty z [7].

### 3.6. Zpětnovazební obvod

Zpětnovazební obvod slouží k zavedení zpětné vazby pro regulaci výstupního napětí. Na výstupu zdroje požadujeme stejnosměrné napětí o hodnotě 15V. Schéma zapojení zpětnovazební obvodu znázorňuje obr. 3.7.



Obr. 3.8: Schéma zapojení zpětnovazební obvodu (převzato z [3])

#### Popis funkce:

Integrovaný obvod TL 431 obsahuje interní zdroj referenčního napětí o hodnotě 2,495V při proudu 10mA. Pomocí rezistorů  $R_2$  a  $R_3$  porovnáváme výstupní napětí s referenčním napětím obvodu TL431. Při vzniku odchylky mezi výstupním napětím zdroje a referenčním napětím z integrovaného obvodu TL431 vznikne změna proudu v diodě optočlenu. Tato změna provádí změnu napětí na výstupu optočlenu tak, aby došlo ke eliminaci odchylky výstupního napětí zdroje od požadované hodnoty na jeho výstupu. Odporů  $R_1$  a  $R_5$  slouží k linearizaci a změně zesílení zpětnovazební smyčky tak, aby nedošlo k rozkmitání obvodu zpětné vazby. Kondenzátor  $C_2$  zabraňuje rozkmitání obvodu TL431. Rezistor  $R_6$  má funkci ochranného odporu.

#### Návrh součástek:

Pro výstupní napětí zdroje platí rovnice (12):

$$U_{ab} = U_{ref} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3} \quad (12)$$

kde  $U_{ab}$  je výstupní napětí zdroje

$U_{ref}$  je napětí referenčního zdroje obvodu TL431

$R_2$  a  $R_3$  jsou odpory tvořící dělič

Ze vztahu (12) vyjádříme  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{U_{ab} R_3}{U_{ref}} - R_3 = \frac{13 \cdot 3300}{2,495} - 3300 = 13,9 \text{ k}\Omega \quad (13)$$

Při zvolení  $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$  a dosazení referenčního napětí  $2,495 \text{ V}$  a požadované hodnoty napětí  $U_{ab}$  dostaneme hodnotu odporu  $R_2 = 13,9 \text{ k}\Omega$ . Tento odpor doplníme lineárním trimrem o hodnotě  $1 \text{ k}\Omega$  pro regulaci výstupního napětí na požadovanou hodnotu. Odpor  $R_3$  zvolíme z řady E12 o hodnotě  $3 \text{ k}\Omega$  a odpor  $R_2$  z řady E24 o hodnotě  $13,4 \text{ k}\Omega$ . Napětí na TL431 při minimální hodnotě trimru nám udává rovnice (13), při maximální hodnotě rovnice (14).

$$U_{ab} = U_{ref} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3} = 2,495 \cdot \frac{13,4 + 3,3}{3,3} = 12,6 \text{ V} \quad (14)$$

$$U_{ab} = U_{ref} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3} = 2,495 \cdot \frac{14,4 + 3,3}{3,3} = 13,4 \text{ V} \quad (15)$$

Napětí se kterým se bude porovnávat výstup pak dostaneme z rovnice (15):

$$U = U_{ab} + U_{opt} = 13 + 2 = 15 \text{ V} \quad (16)$$

Ochranný odpor  $R_6$  zvolíme s hodnotou  $100 \Omega$ .  $C_{20}$  zabraňující rozkmitání obvodu bude mít hodnotu danou výrobcem. Hodnoty odporů  $R_1, R_5$  zvolíme  $1 \text{ k}\Omega$ .

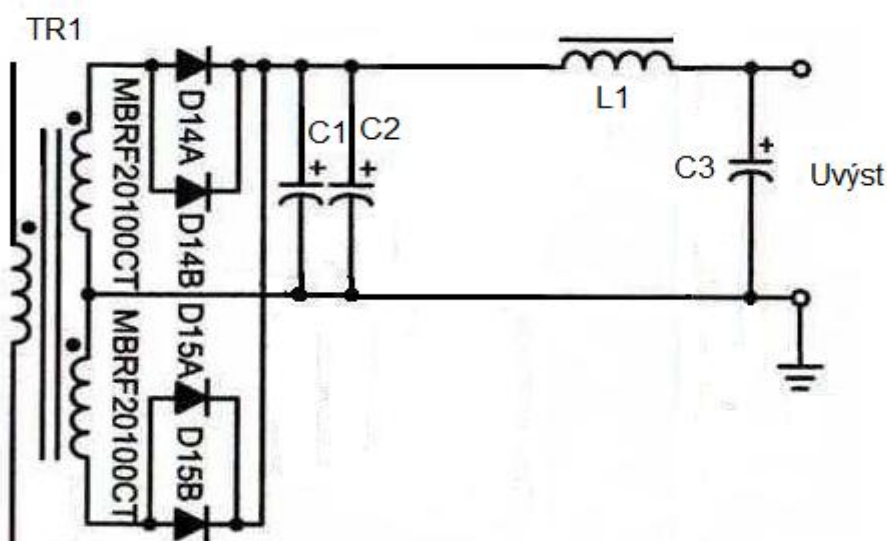
### 3.7. Výstupní usměrňovač a filtr

Tyto obvody slouží k usměrnění a vyfiltrování napětí. Na výstupu tohoto obvodu máme výstupní napětí navrhovaného spínaného zdroje.

*Požadavky:*

Požadujeme výstupní napětí  $15 \text{ V}$ . S ohledem na toto výstupní napětí zvolíme filtrační kondenzátor  $E_{11}$ . V usměrňovači použijeme Schottkyho diody z důvodu jejich rychlejší činnosti.

Schéma zapojení je zobrazeno na obr.3.8.



Obr. 3.9: Schéma zapojení výstupního usměrňovače a výstupního filtru (převzato z [3])

*Popis funkce:*

Schottkyho diody zapojené jako dvojcestný usměrňovač usměrní napětí na výstupu transformátoru. Toto napětí se dále filtrem vyhladí na požadovanou hodnotu. Elektrolyty  $E_6$  a  $E_7$  jsou první filtrací a  $L_6$  s  $E_{11}$  filtrací druhou.

*Návrh součástek:*

V tomto zapojení zvolíme  $E_{11}=220\mu\text{F}$  a  $f_r=1\text{kHz}$ .

Hodnotu  $L$  odvodíme ze vztahu(17):

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (17)$$

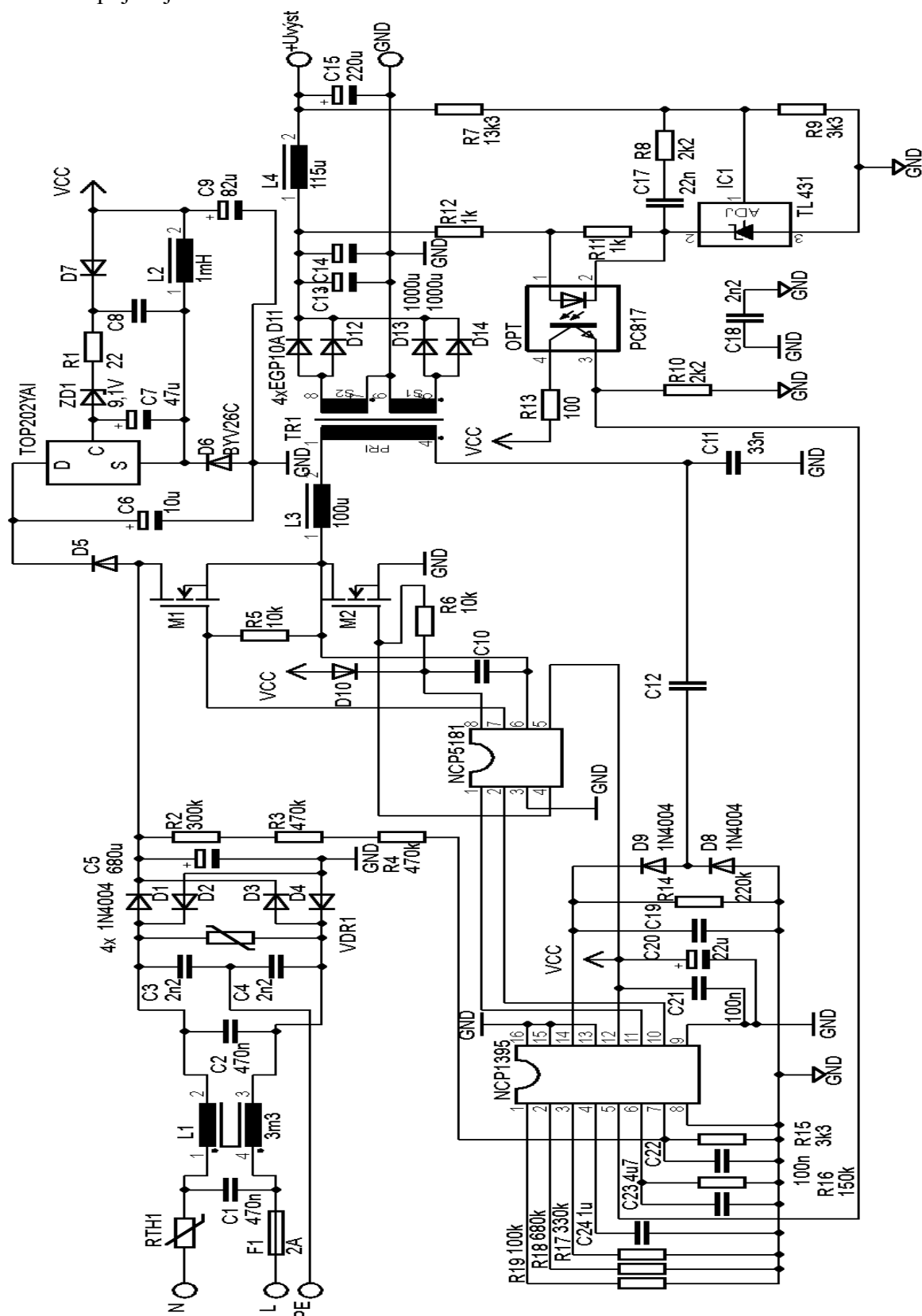
Do vzorce pro výpočet  $L$  dosadíme a vypočtem hodnotu:

$$L = \frac{1}{\frac{(f_r \cdot 2\pi)^2}{C}} = \frac{1}{\frac{(1000 \cdot 2\pi)^2}{220 \cdot 10^{-6}}} = 115\mu\text{H} \quad (18)$$

U kondenzátoru  $E_7$  použijeme standartní hodnoty, takže  $E_7=2000\mu\text{F}$ .

### 3.8. Úplné schéma zapojení

Celkové zapojení je znázorněno na obr.3.9.



Obr. 3.10: Úplné schéma zapojení

Seznam součástek je uveden v tabulce 3.6.

Tabulka 3.5: Seznam součástek

označení	hodnota	popis
C1,C2	470n	B81130B1474M
C3,C4	2n2	KHZ 2200PF
C5	680n	elektorlyt
C6	10u	elektrolyt/400V
C7	47u	elektrolyt/10V
C8		50V
C9	82u	elektrolyt/35V
C10		
C11	33n	Rezonanční
C12		
C13,C14	1000u	elektrolyt/35V
C15	220u	vypočtem
C17	22n	
C18	2n2	
C19		
C20	22n	elektorlyt
C21,C22	100n	
C23	4u7	timer
C24	1u	soft srart
D1,D2,D3,D4	můstek	KBU810
D5,D6,D7		BYV26C
D8,D9,D10		1N4004
D11,D12,D13,D14	schottkyho diody	EGP10A
F1	pojistka	2A
IC1	TL431	$U_{ref}=2,495V$
L1	3n3	tlumivka
L2	1m	
L3	100u	rezonanční
L4	115u	
M1,M2	MOS-FET	STP12NM50FP
NCP1395		
NCP5181		
OPT		PC817
R1	22 $\Omega$	
R2	300k	
R3,R4	470k	
R5,R6	10k	
R7	13k3	
R8	2k2	

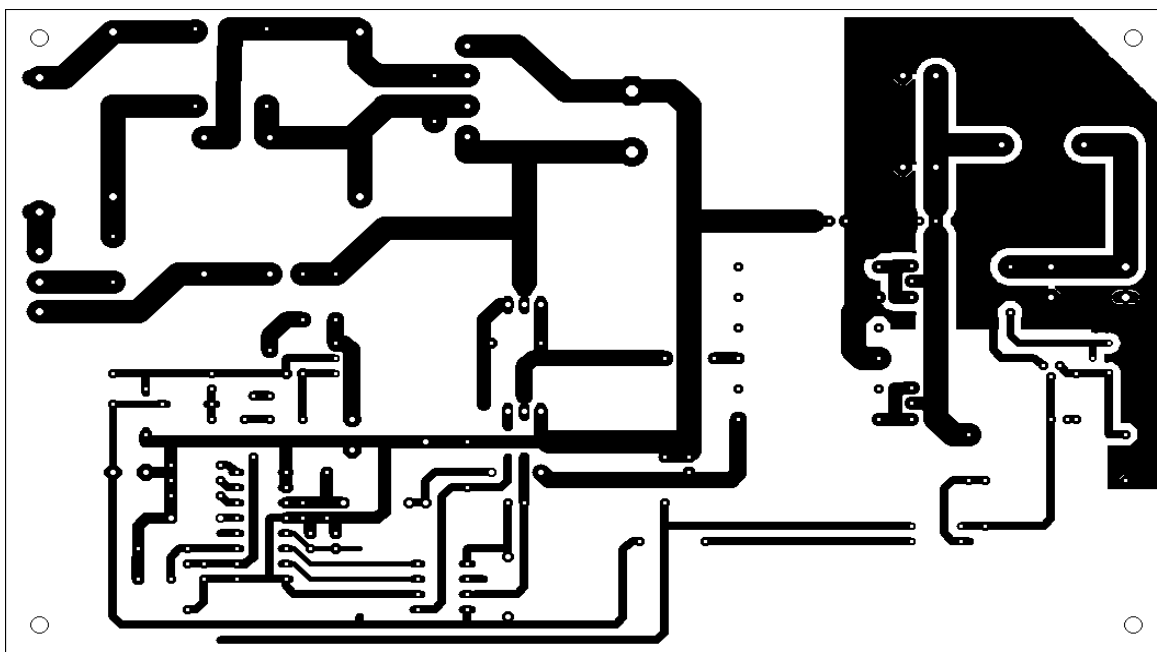
R9	3k3	
R10	2k2	
R11,R12	1k	
R13	100Ω	
R14	220k	
R15	3k3	BO
R16	150k	timer
R17	330k	Deadtime
R18	680k	F max
R19	100k	F min
R20	3k3	BO
RTH1	2A	termistor
TOP202		TOPSwitch 202 YAI
TR1	220V/15V	Transformátor, jádro ETD29
TL431		Uref=2,495
VDR1	varistor	varistor
ZD1	9,1V	zenerova dioda, 1N5239C

## 4. Realizace rezonančního zdroje

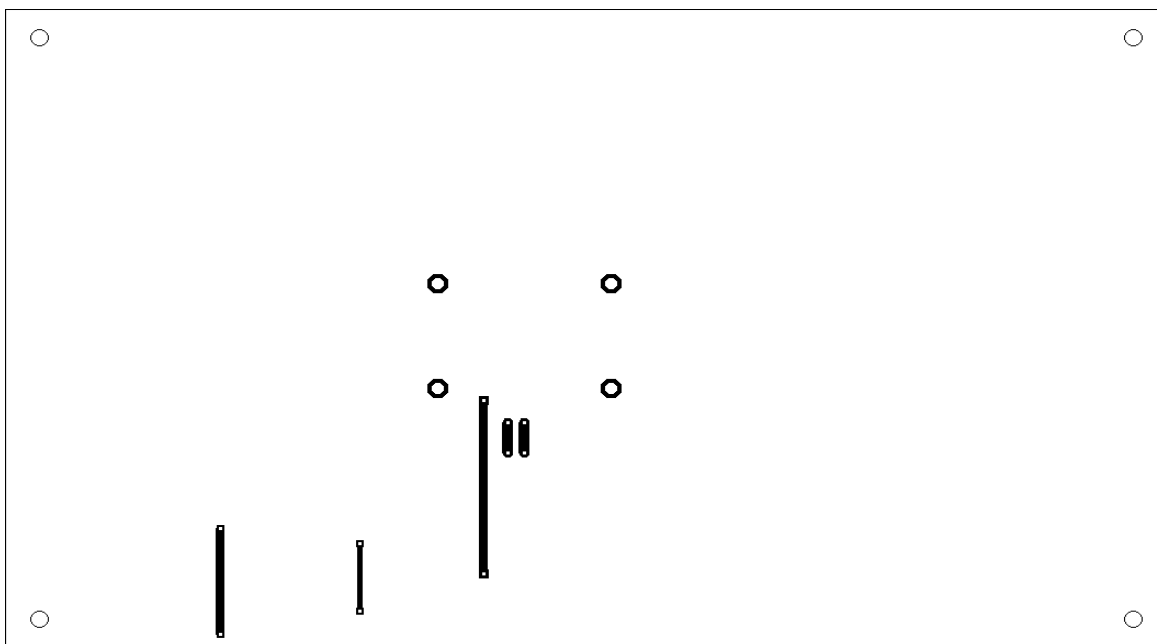
V této kapitole je popsán postup realizace rezonančního zdroje od návrhu desky až po odměření parametrů rezonančního zdroje.

### 4.1. Návrh tištěného spoje

Návrh tištěného spoje byl proveden v programu Eagle 5.6.0. Tištěné spoje jsou navrženy s ohledem na velikosti protékajících proudů v jednotlivých částech zdroje. Na obr. 8.1 je znázorněn plošný spoj ze strany spojů (bottom), na obr.8.2 ze strany součástek (top). Osazení součástkami znázorňuje obr. 8.3.

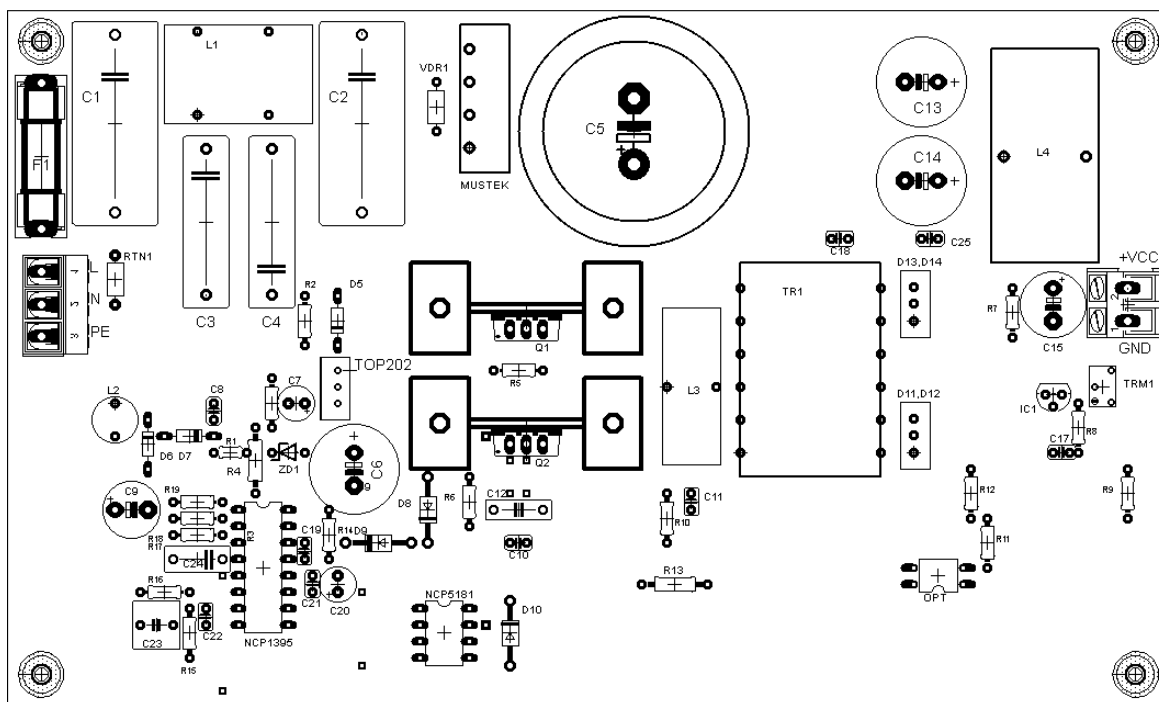


Obr. 4.1: Deska plošného spoje ze strany spojů

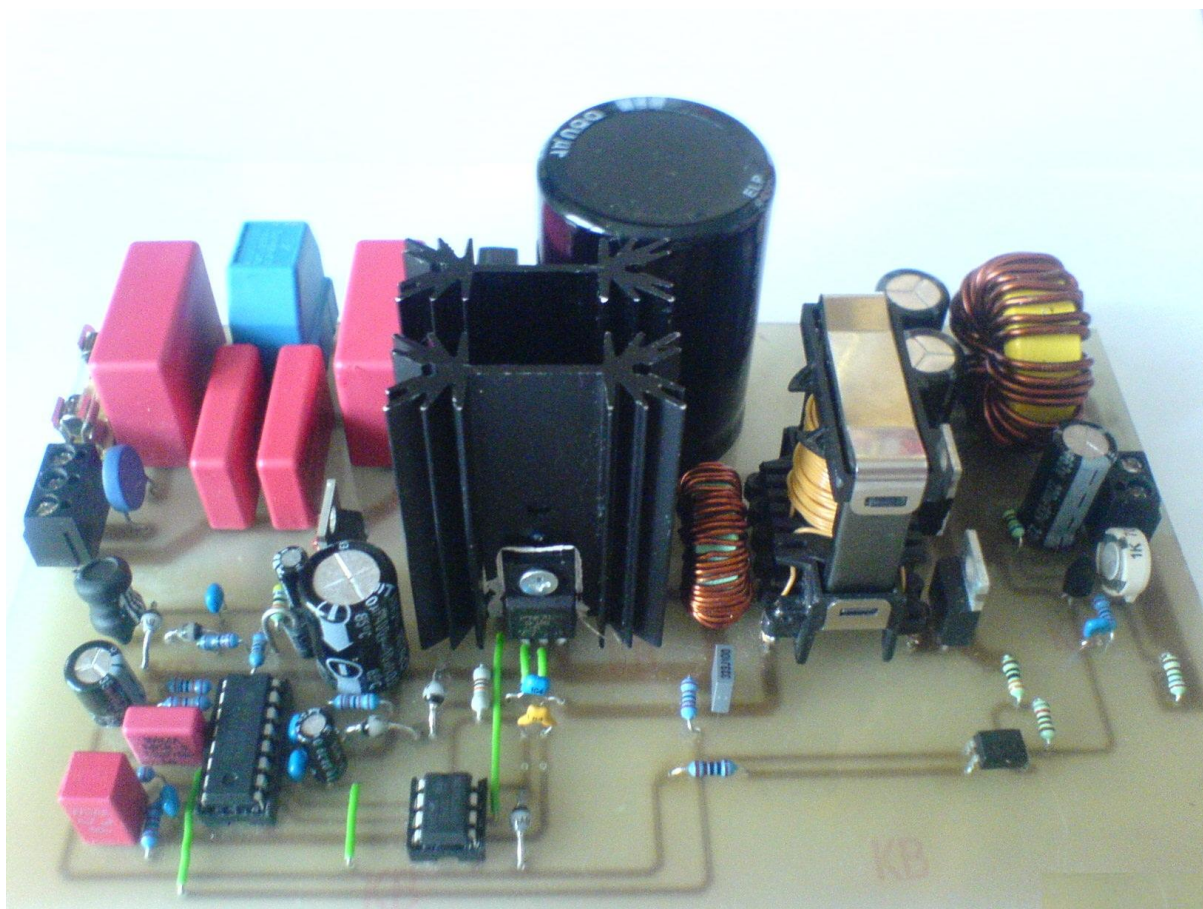


Obr. 4.2: Deska plošného spoje ze strany součástek





Obr. 4.3: Osazení desky součástkami  
Fotografie realizovaného rezonančního spínaného zdroje:



Obr. 4.4: Foto realizovaného zdroje

## 4.2. Ověření vlastností spínaného zdroje

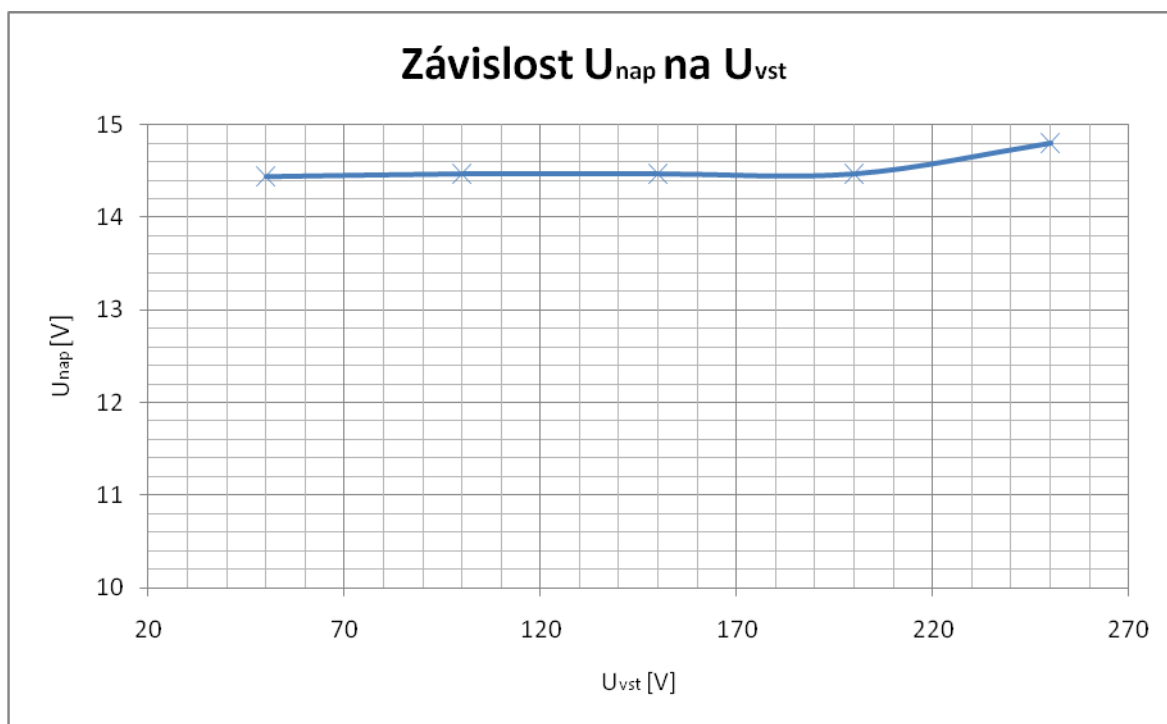
Po osazení plošného spoje byly postupně ožiovány jednotlivé části zdroje a ověřována jejich činnost:

Ověřování parametrů dílčích částí zdroje:

- *Pomocný napájecí zdroj:* Tento zdroj slouží k napájení řídicích obvodů NCP1395 a NCP5181, a také k napájení optočlenu. Požadované napětí je  $15 \pm 1V$ . Výsledky provedeného měření na tomto zdroji jsou uvedeny v tab. 4.1. Tabulka znázorňuje závislost výstupního napětí zdroje  $U_{nap}$  na vstupním střídavém napětí  $U_{vst}$ . Z naměřených hodnot je vidět, že už při nízkém vstupním napětí je napětí pomocného zdroje vyhovuje požadavkům na tento zdroj. Naměřené hodnoty jsou graficky znázorněny na obr. 4.4.

Tabulka 4.1: Hodnoty pomocného napájecího napětí

$U_{vst}$	[V]	50	100	150	200	250
$U_{nap}$	[V]	14,44	14,47	14,47	14,47	14,8
Zátěž :330Ω						



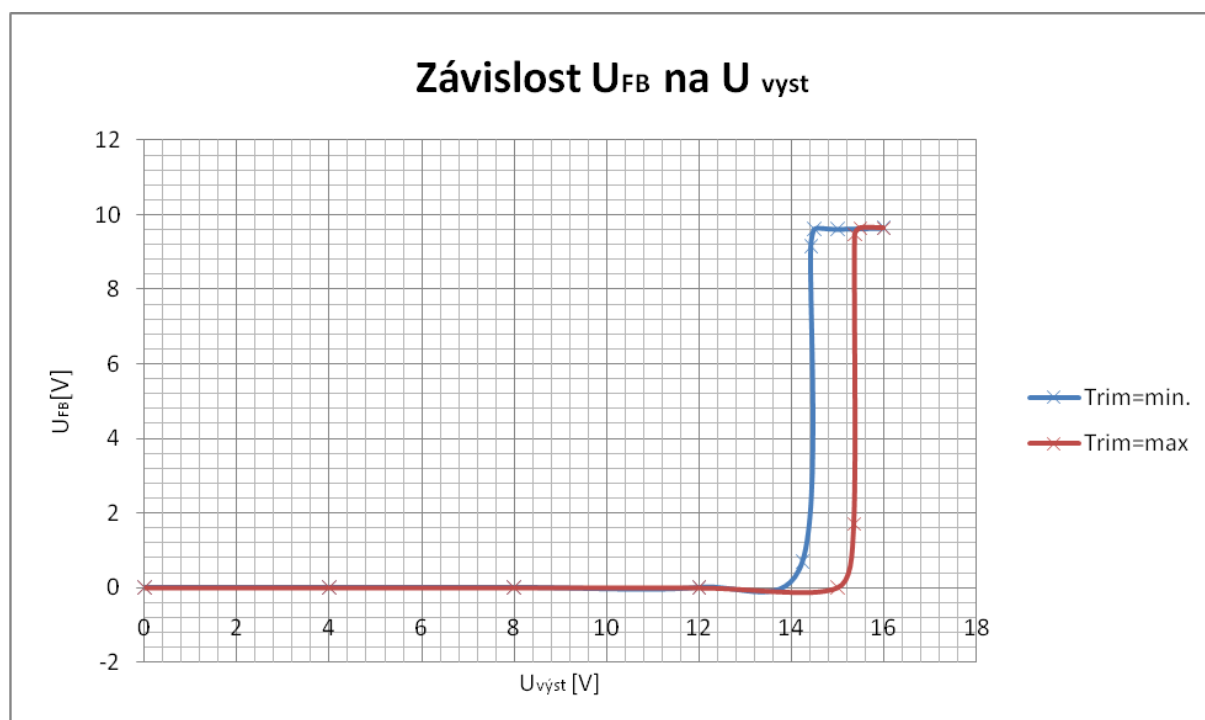
Obr. 4.5: Závislost  $U_{nap}=f(U_{vst})$

- *Zpětnovazební obvod:* Obvod uskutečňuje zápornou zpětnou vazbu, pomocí níž se stabilizuje výstupní napětí spínaného zdroje na požadované hodnotě. Tento obvod představuje dvojbran na jehož vstup je přivedeno výstupní napětí zdroje  $U_{výst}$ . Výstup obvodu tvoří napětí na emitoru tranzistoru optočlenu  $U_{fb}$ . V tabulce 4.2 jsou zaznamenány hodnoty  $U_{fb}$  v závislosti na napětí  $U_{výst}$  pro dvě krajní hodnoty trimru,

který je použit pro regulaci výstupního napětí v rozsahu  $U_{\min} = 14,54\text{V}$  až  $U_{\max} = 15,47\text{V}$ . Z obrázku 4.5 lze vyčíst hodnotu, kdy zpětná vazba začne ovlivňovat řídicí obvody a ovlivňovat tak výstupní napětí spínaného zdroje. V závislosti na nastavení trimru zpětnovazební smyčka se aktivuje v rozmezí napětí 14,425V až 15,37V. Tento stav trvá až do hodnot napětí 14,1V a 15,2V. Po překročení těchto hodnot dojde k saturaci tranzistoru optočlenu a vyřazení zpětnovazební smyčky z činnosti.

Tabulka 4.2 Hodnoty napětí zpětné vazby

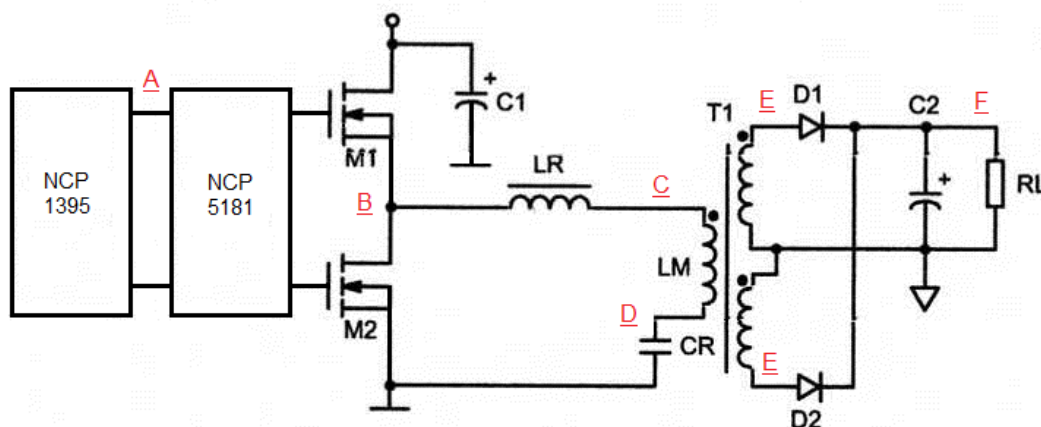
Trimr=0Ω									
$U_{\text{výst}}$ [V]	0	4	8	12	14,42	14,43	14,5	15	16
$U_{\text{fb}}$ [V]	0	0	0	0	0,7	9,16	9,62	9,62	9,65
Trimr=1kΩ									
$U_{\text{výst}}$ [V]	0	4	8	12	15	15,36	15,38	15,5	16
$U_{\text{fb}}$ [V]	0	0	0	0	0	1,7	9,46	9,64	9,64



Obr. 4.6: Závislost zpětnovazebního napětí na výstupním napětí

- *Oscilogramy na jednotlivých částech rezonančního zdroje*

Na uvedeném schématu jsou znázorněny body, ve kterých byly následující oscilogramy naměřeny.

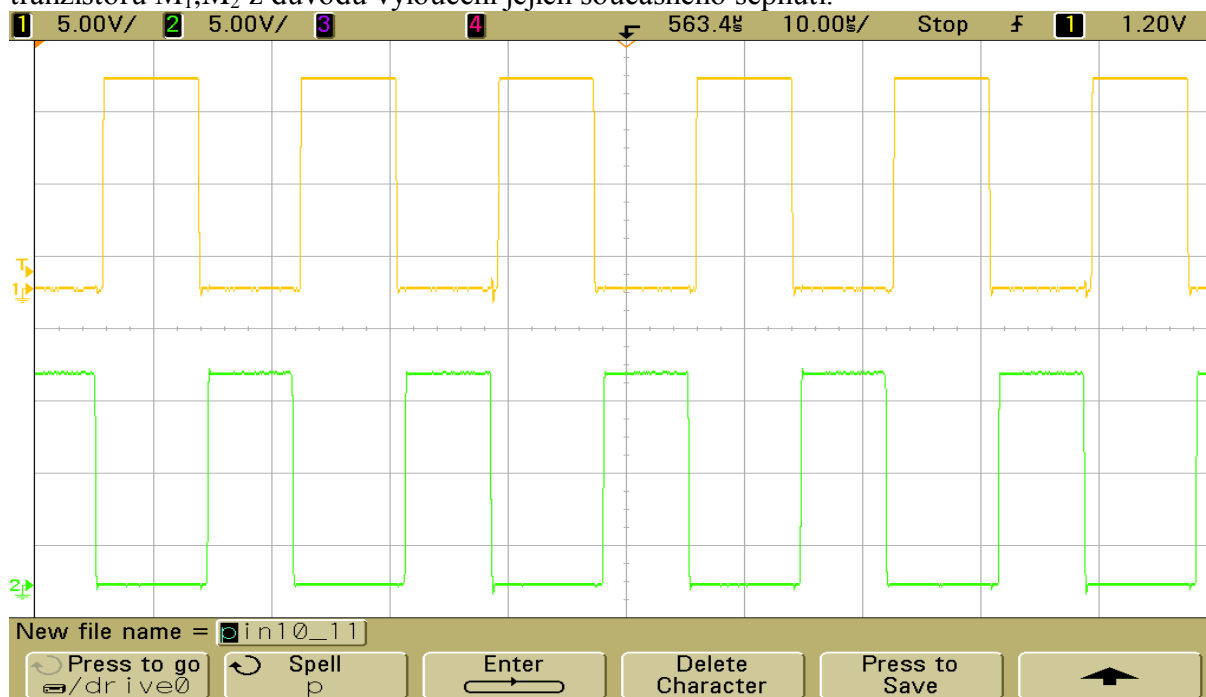


Obr. 4.7: Měřicí body v zapojení zdroje

Měřicí podmínky: Vstupní střídavé napětí 150V  
Zátěž na výstupu zdroje 100Ω.

Měřicí bod A- obr.4.6:

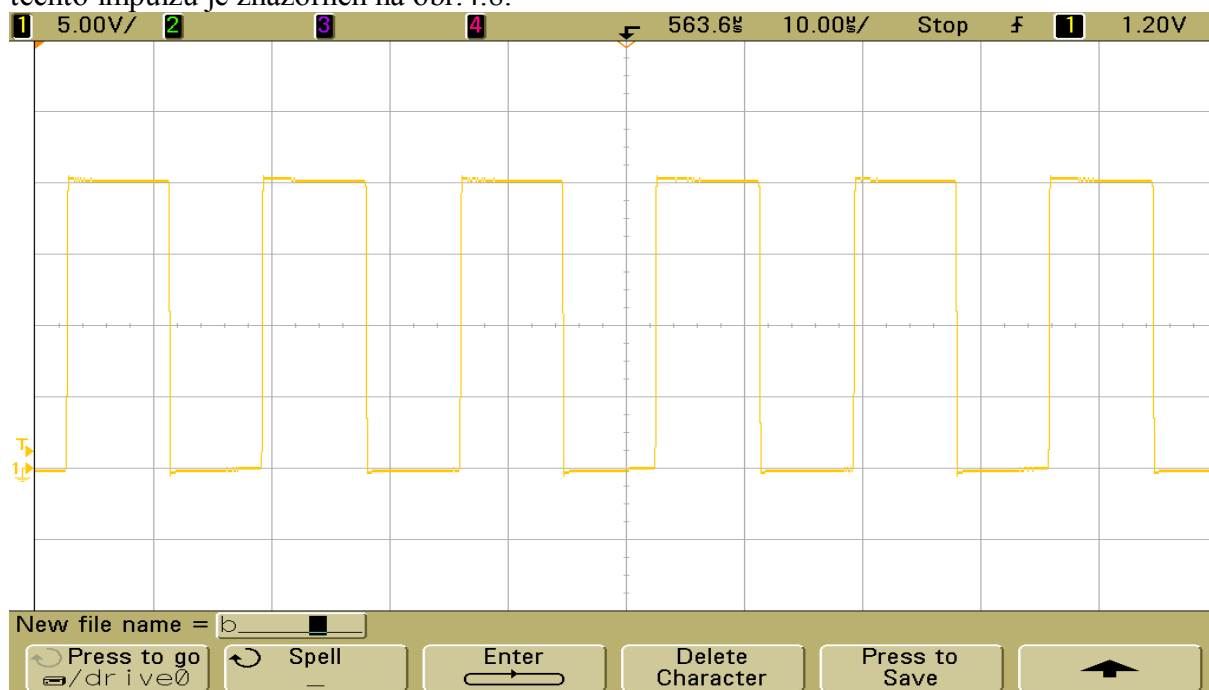
Měřicí bod A představuje výstupy z IO NCP 1395. Na těchto výstupech se objeví řídicí impulzy s frekvencí, která je závislá na zpětnovazebním napětí přivedeném na vývod číslo 5. Tyto impulzy jsou znázorněny na obr.4.7. Jsou přivedeny na vstup IO NCP 8151, který svými výstupy ovládá spínání tranzistorů  $M_1, M_2$ . Z oscilogramů je vidět prodleva ve spínání tranzistorů  $M_1, M_2$  z důvodu vyloučení jejich současného sepnutí.



Obr. 4.8: Oscilogram řídicích impulzů

Měřicí bod B- obr.4.6:

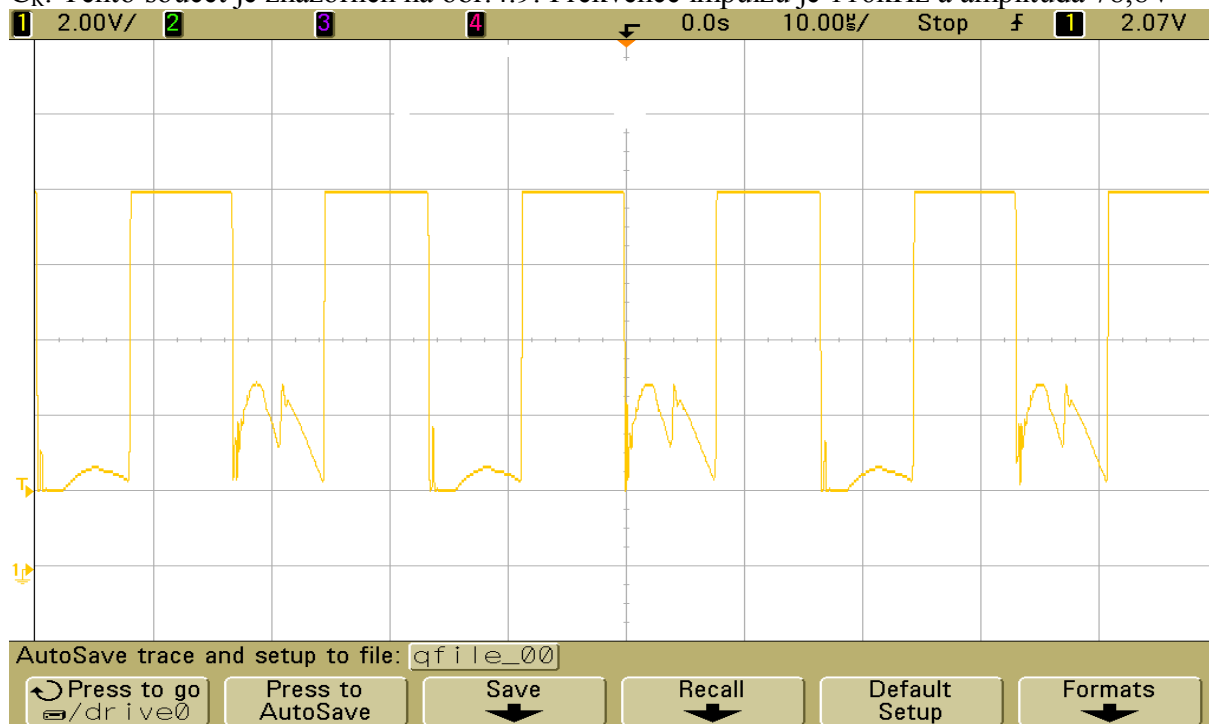
V měřícím bodě B je možné naměřit vstupní impulzy na rezonanční obvod tvořený cívkou  $L_R$  a kondenzátorem  $C_R$ . V sérii s tímto obvodem je primární vinutí transformátoru. Oscilogram těchto impulzů je znázorněn na obr.4.8.



Obr. 4.9: Oscilogram napětí mezi MOS-FETy

Měřicí bod C- obr.4.6:

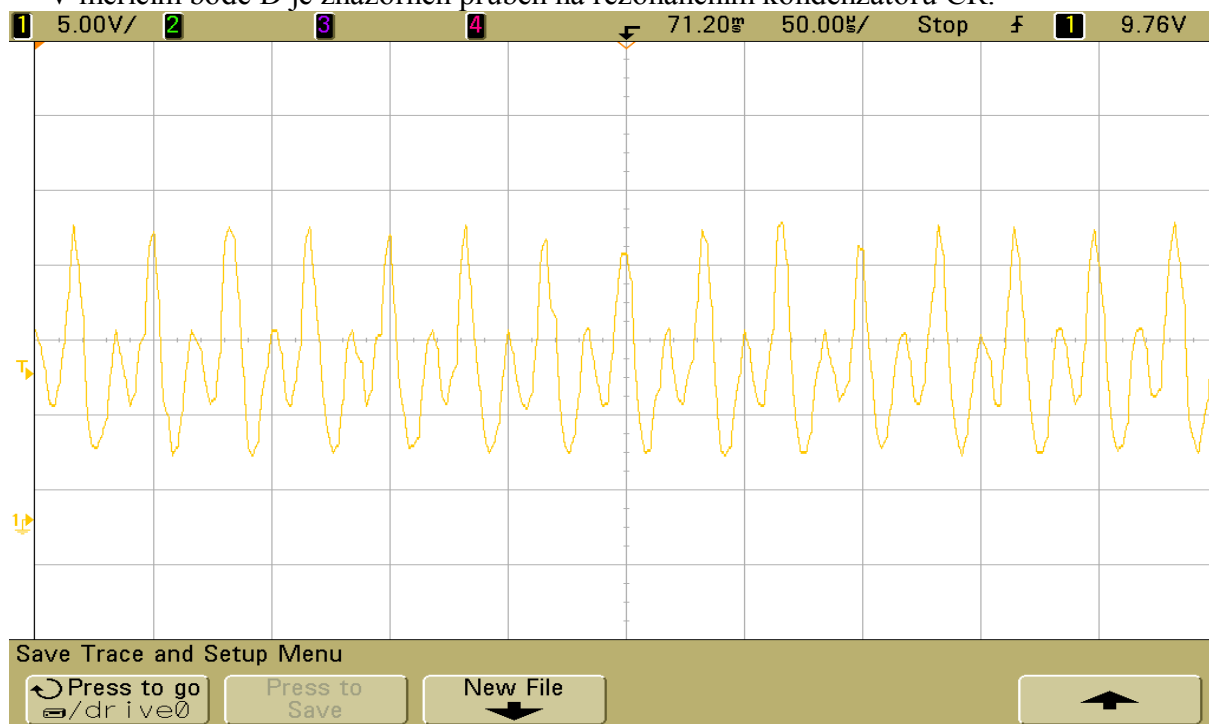
V měřícím bodě C je součet napětí na primárním vinutí transformátoru a na kondenzátoru  $C_R$ . Tento součet je znázorněn na obr.4.9. Frekvence impulzů je 116kHz a amplituda 78,8V



Obr. 4.10: Oscilogram napětí na vstupu transformátoru a  $C_R$

Měřicí bod D- obr.4.6:

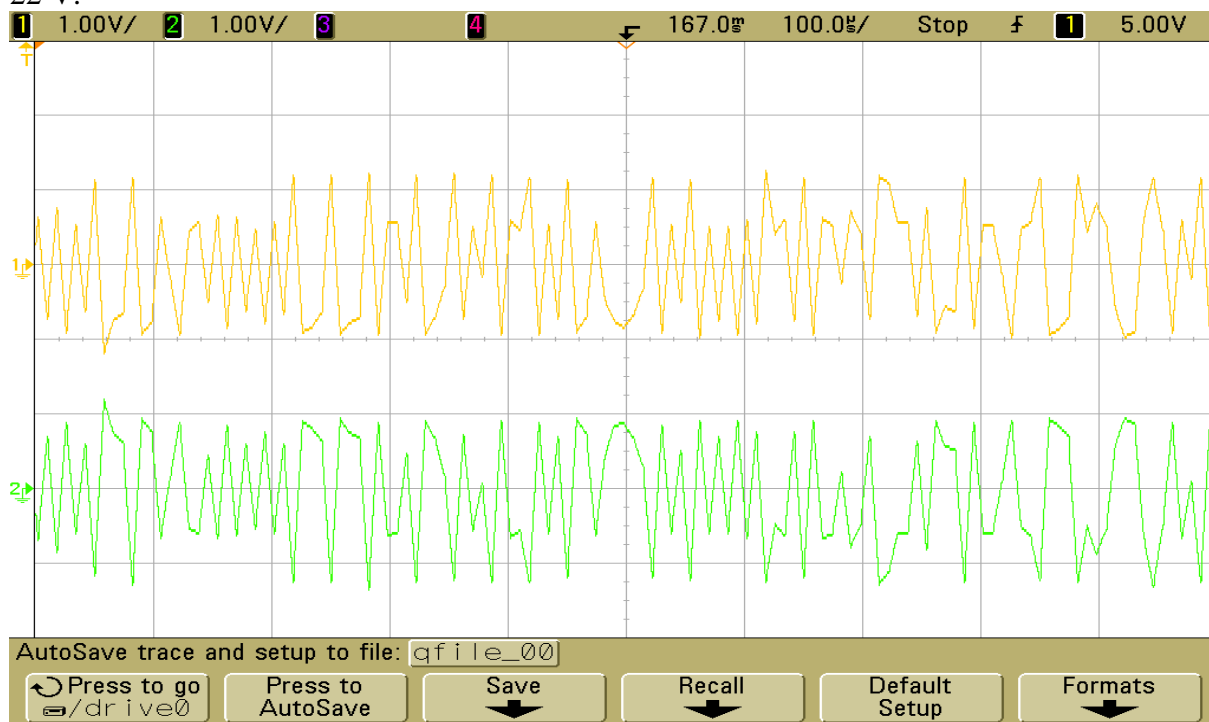
V měřícím bodě D je znázorněn průběh na rezonančním kondenzátoru CR.



Obr. 4.11: Oscilogram napětí na rezonančním kondenzátoru

Měřicí bod E- obr.4.6:

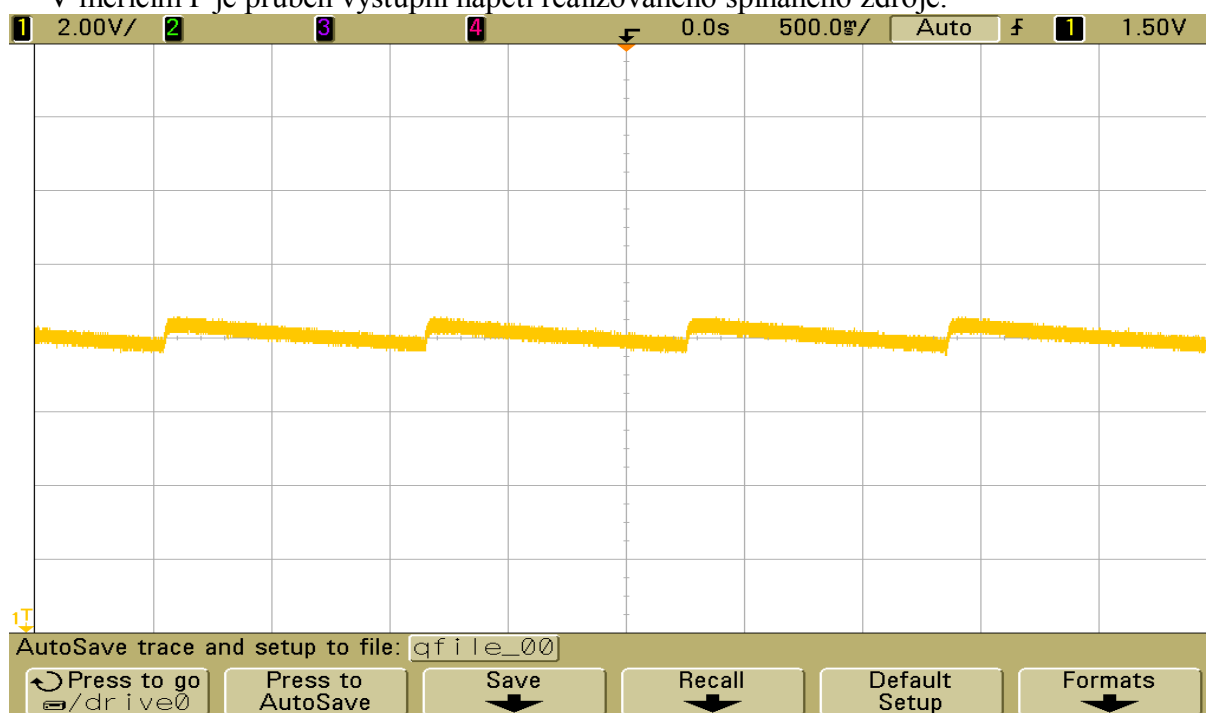
Měřicí bod E představuje možnost měření průběhů napětí na sekundárních vinutích transformátoru. Tyto průběhy zachycuje obr.4.11. Mezivrcholová hodnota těchto impulsů je 22 V.



Obr. 4.12: Napětí na sekundárních vinutích transformátoru

Měřicí bod F- obr.4.6:

V měřícím F je průběh výstupní napětí realizovaného spínaného zdroje.



Obr. 4.13: Oscilogram výstupního napětí zdroje

## 5. Závěr

Bakalářská práce se zabývá problematikou spínaných zdrojů pro napájení elektronických zařízení. Tyto zdroje mají velkou přednost v tom, že mají velkou účinnost, malé rozměry a dobré stabilizační vlastnosti. V současnosti je tendence k hledání cest pro zvyšování účinnosti spínaných zdrojů. Jednou z možností je zvyšování účinnosti pomocí rezonančního principu. Tato tematika je ústředním tématem bakalářské práce.

V práci je provedeno porovnání analogových a spínaných zdrojů. Dále jsou uvedeny principiální schémata spínaných zdrojů. Podstatná část práce je věnována návrhu obvodové koncepce spínaného zdroje a jeho dílčích obvodů. Spínaný zdroj je založen na obvodovém uspořádání typu LLC a zapojení spínacích prvku v tzv. polovičním můstku. Hlavní výhodou této koncepce je spínání při nulovém napětí, čímž dojde k omezení spínacích ztrát a zmenšení elektromagnetického rušení. Spínaný zdroj byl realizován, byly změřeny jeho vlastnosti a pomocí oscilogramů znázorňující jeho činnost v klíčových bodech zapojení zdroje.



## Literatura:

- [1] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje I, 1.vyd. Praha: BEN, 1996, 352 s. ISBN 80-86056-02-3
- [2] FAKTOR, Z. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje, 1.vyd. Praha: BEN, 2002, 240 s. ISBN 80-86056-91-0
- [3] ON Semiconductor, AND8257/D- Implementing a Medium Power AC–DC Converter with the NCP1395, data sheet, Semiconductor Components Industries, 2006. Dostupný z WWW:  
<[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/AND8257-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8257-D.PDF)>
- [4] ON Semiconductor, NCP5181- High Voltage High and Low Side Driver, data sheet, Semiconductor Components Industries, 2006. Dostupný z WWW:  
<[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/NCP5181-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP5181-D.PDF)>
- [5] [Http://www.tme.eu/html/CZ/transformatorova-jadra-etd/ramka\\_809\\_CZ\\_pelny.html](http://www.tme.eu/html/CZ/transformatorova-jadra-etd/ramka_809_CZ_pelny.html) [online]. 2003 [cit. 2009-12-21]. Dostupný z WWW:  
<[http://www.tme.eu/html/CZ/transformatorova-jadra-etd/ramka\\_809\\_CZ\\_pelny.html](http://www.tme.eu/html/CZ/transformatorova-jadra-etd/ramka_809_CZ_pelny.html)>.
- [6] ON Semiconductor, NCP1395- High Performance Resonant Mode Controller, data sheet, Semiconductor Components Industries, 2006. Dostupný z WWW:  
<[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/NCP1395-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1395-D.PDF)>
- [7] KREJČEŘÍK, A. Spínané napájecí zdroje s obvody TOPSwitch, 1.vyd. Praha: BEN, 2002, 400s. ISBN 80-7300-031-8